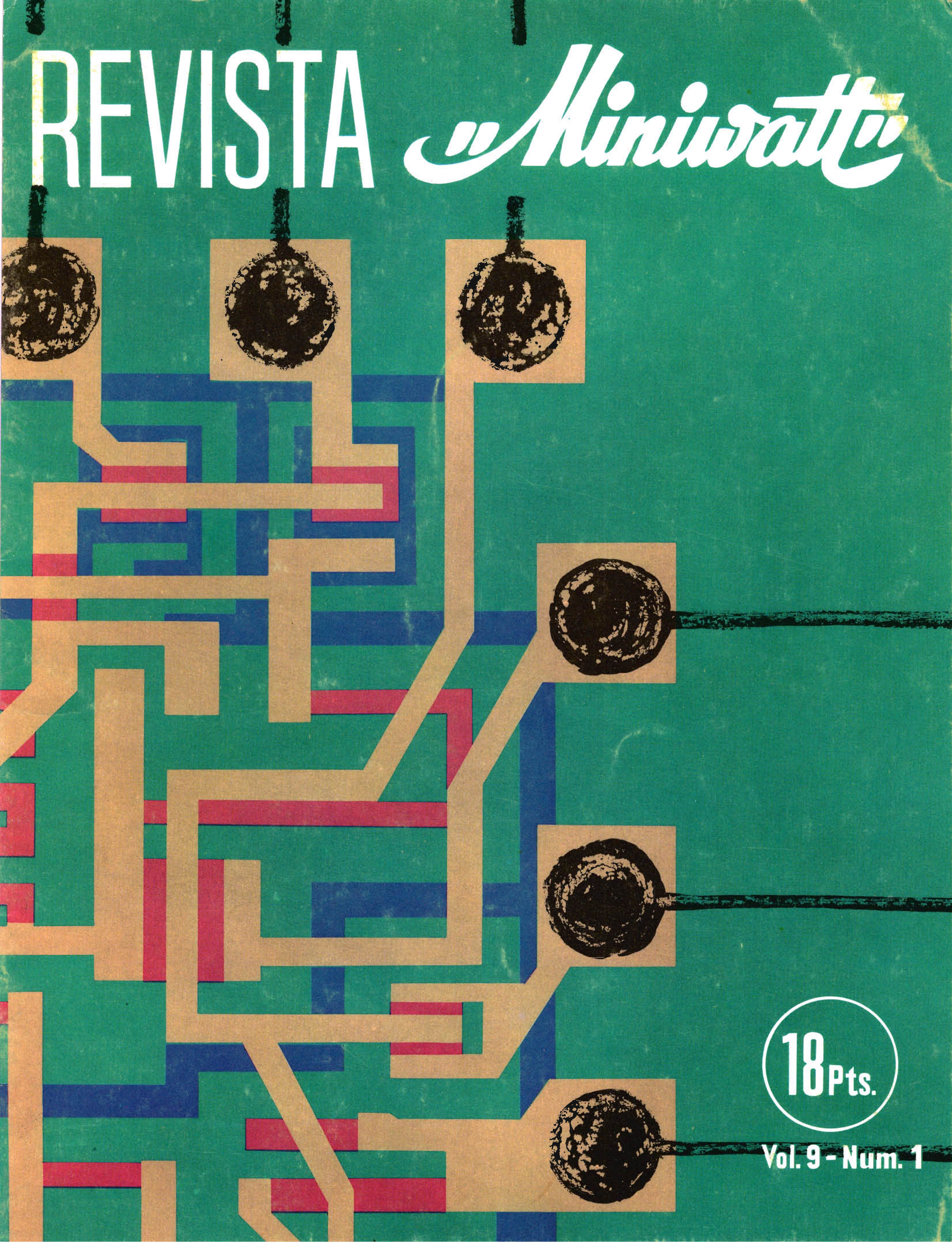
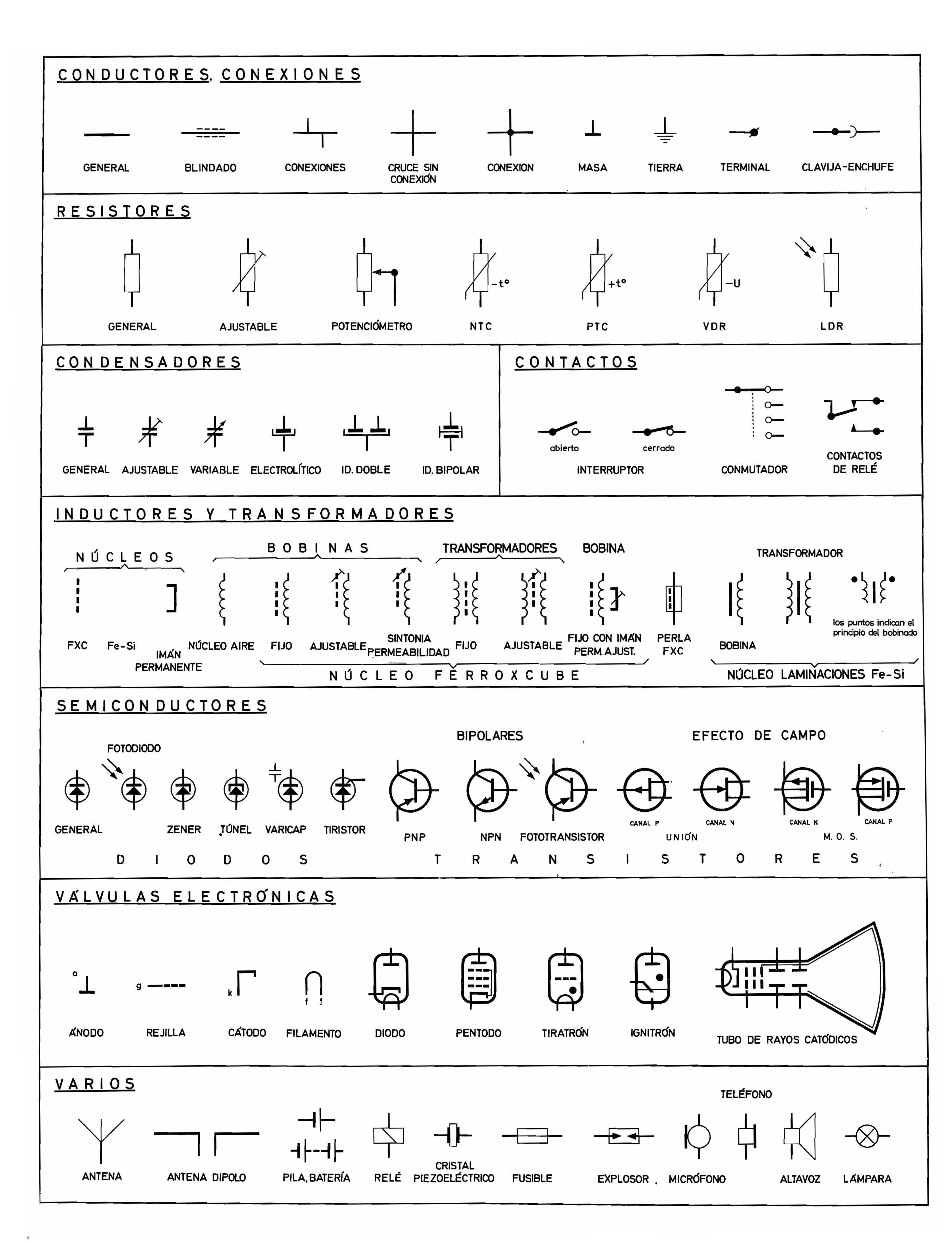

REVISTA Miniwatt
18 Pts.
Vol. 9 - Num. 1


CONDUCTORES, CONEXIONES
GENERAL
BLINDADO
CONEXIONES
CRUCE SIN CONEXIÓN
CONEXION
MASA
TIERRA
TERMINAL
CLAVIJA-ENCHUFE
RESISTORES
GENERAL
AJUSTABLE
POTENCIÓMETRO
NTC
-t°
PTC
+t°
VDR
-U
LDR
CONDENSADORES
GENERAL
AJUSTABLE
VARIABLE
ELECTROLÍTICO
ID. DOBLE
ID. BIPOLAR
CONTACTOS
abierto
cerrado
INTERRUPTOR
CONMUTADOR
CONTACTOS DE RELÉ
INDUCTORES Y TRANSFORMADORES
NÚCLEOS
FXC
Fe-Si
IMÁN PERMANENTE
BOBINAS
NÚCLEO AIRE
FIJO
AJUSTABLE
SINTONIA PERMEABILIDAD
TRANSFORMADORES
FIJO
AJUSTABLE
BOBINA
FIJO CON IMÁN PERM. AJUST.
PERLA FXC
NÚCLEO FERROXCUBE
TRANSFORMADOR
BOBINA
los puntos indican el principio del bobinado
NÚCLEO LAMINACIONES Fe-Si
SEMICONDUCTORES
FOTODIODO
GENERAL
ZENER
TÚNEL
VARICAP
TIRISTOR
DIODOS
BIPOLARES
PNP
NPN
FOTOTRANSISTOR
EFECTO DE CAMPO
CANAL P
CANAL N
UNIÓN
CANAL N
CANAL P
M. O. S.
TRANSISTORES
VÁLVULAS ELECTRÓNICAS
a
ÁNODO
g
REJILLA
k
CÁTODO
f f
FILAMENTO
DIODO
PENTODO
TIRATRÓN
IGNITRÓN
TUBO DE RAYOS CATÓDICOS
VARIOS
ANTENA
ANTENA DIPOLO
PILA, BATERÍA
RELÉ
CRISTAL PIEZOELÉCTRICO
FUSIBLE
EXPLOSOR
TELÉFONO
MICRÓFONO
ALTAVOZ
LÁMPARA

REVISTA ***Miniwatt***

Revista técnica bimestral dedicada a la Radio, Televisión, Telecomunicaciones, Amplificación, Industria y demás aplicaciones de la Electrónica

DIRECCIÓN: LUIS ROIZ NORIEGA
Doctor Ingeniero de Telecomunicación

REDACCIÓN: JUAN GARRIGA PUJOL
Licenciado en Ciencias

EDITADA POR:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA" S. A.
Balmes, 22 - BARCELONA - 7

Precio del ejemplar: 18 pesetas
Suscripción anual: 100 pesetas

ENERO 1970

Vol. 9, Núm. 1

- Diodos rectificadores de silicio:
  1. Diodos semiconductores 3
- Introducción a la técnica operacional . . . 7
- Amplificador estereofónico (1 vatio) 31
- Unidades magnéticas en el Sistema Internacional. 33
- Libros. 39



* Se autoriza la reproducción total o parcial de los artículos, previa notificación a la redacción de esta Revista y siempre que se mencione íntegramente la procedencia.

* La publicación de cualquier información no presupone renuncia a ningún privilegio otorgado por patente.

Depósito legal: B. 18.387-1961

GRAFESA - Nápoles, 249 — Barcelona

DIODOS RECTIFICADORES DE SILICIO

1. Diodos semiconductores

Este artículo es el primero de una serie dedicada al estudio de los diodos semiconductores.

Los diodos semiconductores desempeñan un papel importante en el control de potencia. Para obtener el mayor rendimiento de estos componentes es preciso conocer bien su funcionamiento, sus características y los problemas que plantea su aplicación.

1.1. INTRODUCCIÓN

La energía eléctrica se transporta más fácilmente en forma de corriente alterna. No obstante, existen numerosas aplicaciones de la electricidad (recubrimientos electrolíticos, otros procesos químicos, tracción) que requieren corriente continua. Entonces resulta de gran importancia una conversión adecuada y eficaz de la c.a. en c.c. La primera solución del problema la constituyó el convertidor rotativo, y hacia principios de este siglo eran de uso habitual los rectificadores de vapor de mercurio. Los dispositivos de estado sólido aparecieron más tarde, en forma de rectificadores de óxido de cobre (hacia 1920) y de diodos de selenio (hacia 1930).

Las deficiencias de tales dispositivos consistían en que su corriente directa era relativamente baja y su tensión inversa más bien reducida. Después de la segunda guerra mundial se obtuvieron los diodos PN de germanio y de silicio con estructura en dos capas. Estos dispositivos permitían el paso de más corriente, pero presentaban limitaciones en la tensión inversa. Estas limitaciones han sido eliminadas con los diodos de germanio con estructura en tres capas, los cuales se fabrican «a medida» para las exigencias de la conversión de altas potencias de c.a. en c.c. La introducción de una tercera capa poco impurificada, casi intrínseca, aumenta las posibilidades de manejo de elevadas tensiones inversas, sin que por ello sufran detrimento las propiedades de conducción de corriente que ofrecen las capas exteriores P y N, con gran proporción de impurezas. Estos diodos de tres capas pueden conducir centenares de amperios y bloquear centenares de voltios, como conviene a los actuales sistemas de conversión de c.a. en c.c. de elevada potencia.

Un diodo de potencia debe cumplir los siguientes requisitos:

- no ofrecer prácticamente resistencia al paso de la corriente en sentido directo, es decir, presentar una pequeña caída de tensión directa;
- comportarse prácticamente como un circuito abierto para la corriente que circule en sentido inverso, es decir, presentar poca corriente de fuga;
- permitir una elevada densidad de corriente, y
- soportar una elevada tensión inversa y de este

modo evitar la necesidad de disponer varios elementos en serie y circuitos complicados en aplicaciones de alta tensión.

Además, los diodos de potencia de estado sólido han de tolerar elevadas temperaturas de la unión, de lo cual depende la carga imponible al diodo.

En la tabla 1-1 se muestran los valores correspondientes a los diversos tipos de rectificadores, y puede observarse como los dispositivos de tres capas son los que más se aproximan al rectificador ideal. El diodo de silicio en tres capas soporta mayores temperaturas ambiente de trabajo y, por tanto, permite la utilización de mayores cargas que el correspondiente dispositivo de germanio.

Las particularidades de los diodos de potencia en tres capas pueden resumirse del modo siguiente:

— Mínima pérdida de potencia, pues la caída de tensión directa y la corriente de fuga inversa presentan valores irrisorios en condiciones normales de funcionamiento. Además no se necesita potencia de caldeo para el funcionamiento del diodo.
— Notable compacidad, ya que la densidad de corriente permisible y la tensión inversa son elevadas.
— Gran seguridad de uso, que permite esperar una duración ilimitada dentro de los límites de utilización recomendados. No puede decirse lo mismo de los rectificadores termoiónicos, pues la duración del cátodo es de por sí limitada.

Además de estas propiedades, el diodo de avalancha controlada, de reciente aparición, ha simplificado mucho el problema de la protección contra los efectos de las tensiones transitorias. Este dispositivo soporta impulsos de energía inversa que destruirían a los diodos convencionales por ruptura superficial.

1.2. MATERIAL SEMICONDUCTOR

1.2.1. Generalidades

En el silicio o el germanio absolutamente puros (intrínsecos) se generan electrones y huecos (ausencia de electrones) por agitación térmica. En el material intrínseco, estos portadores de carga pueden moverse libremente dentro de la red cristalina, de modo que permiten el paso de corriente a través del cristal cuando se aplica una tensión. Puesto que en equilibrio térmico la concentración de portadores de carga intrínsecos es muy baja, la resistividad del material puro es de varios miles de Ω cm, lo cual motiva que el semiconductor intrínseco, como tal, sea inadecuado para cualquier aplicación práctica. Como es natural, el material intrínseco no presenta propiedades rectificadoras. La concentración de los portadores de carga generados térmicamente aumenta con la temperatura, dentro del margen normal de funcionamiento, y lo mismo sucede con la conductividad del material intrínseco.

La conductividad intrínseca puede mejorarse notablemente, introduciendo cantidades precisas de impurezas seleccionadas, es decir, añadiendo elementos

TABLA 1-1

Dispositivo rectificador	Caída de tensión directa (V)	Densidad de corriente (A/cm²)	Tensión inv. máxima (V)	Temperatura máx. de trabajo (°C)	Rendimiento aproximado (%)
convertidor rotativo					90
rectificador mecánico					97
rect. vapor de mercurio	15 a 20		20.000	~ 45	95
rect. óxido de cobre	~ 0,6	1	30	70	90
diodo de selenio	~ 1	1	50	150	90
diodo de germanio (tres capas)	0,5	100	~ 800	120	99
diodo de silicio (tres capas)	1	100	~ 4.000	200	99

químicos similares a los que forman la red cristalina. Una concentración de impurezas de sólo $1:10^8$ resulta suficiente para reducir de modo apreciable la resistividad del material.

1.2.2. Impurezas de donador y aceptador

El fósforo, por ejemplo, es un elemento pentavalente que, difundido en el germanio o silicio, perturba la red cristalina original formada por átomos tetravalentes. Cada átomo de fósforo introducido presenta un electrón que no puede acomodarse en el seno de la red, por lo que resulta un portador de carga móvil. Puesto que se proporcionan portadores de carga negativos al material intrínseco, se dice que el fósforo es una impureza de donador o impureza de tipo N. El arsénico y el antimonio son también donadores. Casi todos los átomos donadores que contiene la estructura se hallan ionizados a temperatura normal. Al perder un electrón adquieren una carga positiva que se mantiene fija dentro de la red cristalina. El sicilio o el germanio con una impureza de tipo donador reciben el nombre de material tipo N, puesto que por ellos circula una corriente de partículas cargadas negativamente.

Entre los aceptadores o impurezas de tipo P están el boro, el aluminio, el indio y el galio, los cuales son trivalentes. Al introducir en un material intrínseco un átomo del tipo P, no se acomoda a la red cristalina, a menos que capture un electrón, lo cual origina una falta de electrón o hueco. Por agitación térmica, los electrones capturados son arrojados de sus enlaces, pero inmediatamente resultan aceptados por otros núcleos faltos del electrón correspondiente. Debido a ello, los huecos se comportan como portadores móviles con carga positiva y se trasladan en sentido opuesto al de los electrones desplazados. A temperatura normal, casi todos los átomos aceptadores se hallan ionizados. Al ganar un electrón, adquieren una carga negativa que se une a la red cristalina. El silicio o germanio con una impureza del tipo aceptador reciben el nombre de material tipo P debido a los portadores de carga positiva que contiene.

Cuando las impurezas se distribuyen uniformemente en el material intrínseco, se obtiene un semiconductor homogéneo con mejores propiedades de conducción de corriente. No obstante, este material no posee propiedades rectificadoras. Es importante destacar que la neutralidad eléctrica se mantiene en cualquier lugar del material semiconductor debido a que la carga de los portadores móviles queda totalmente compensada por la carga de espacio inmóvil de los átomos de impureza ionizados.

1.2.3. Fabricación

La fig. 1-1 muestra las distintas etapas de fabricación de un diodo del tipo en tres capas. Se da el proceso esquemáticamente, empezando por las capas centrales de silicio P y N poco impurificadas. La formación de las capas exteriores N^+ y P^+ es una operación doble, en la cual el espesor se controla escrupulosamente por depósito del vehículo impurificador y penetración posterior de las impurezas a temperatura más elevada.

La fabricación en un ambiente muy limpio asegura gran estabilidad eléctrica y química. La disposición del cristal entre dos placas de molibdeno o tungsteno aumenta mucho la resistencia a la fatiga térmica del diodo acabado. Estas placas de base tienen un coeficiente de dilatación muy similar al del silicio; así, cualquier deformación térmica se transmite del frágil cristal de silicio a las uniones de las placas de base con los terminales, lo cual permite que el conjunto pueda soportar grandes variaciones de temperatura sin temer ningún perjuicio eléctrico o mecánico. La elección del tungsteno o el molibdeno para las placas de base asegura buena conductividad eléctrica y térmica. El cristal de silicio se recubre con goma o barniz para evitar la formación de arcos superficiales a las tensiones máximas y para proteger el cristal del ataque químico. Más tarde se encierra el conjunto herméticamente en su cápsula, la cual contiene un gas inerte para inhibir cualquier acción química.

La cápsula es la parte más vista y posiblemente la que se supone menos importante de todo el diodo; en realidad es el resultado de muchas investigaciones para dotarla de todas las propiedades necesarias para desempeñar sus funciones, a saber:

a) Proteger el cristal del manejo y malos tratos, humedad y contaminación química.

b) Proporcionar circuitos conductores eléctricos y térmicos.

c) Presentar el diodo de modo conveniente para su montaje.

a) Las propiedades protectoras se obtienen dando consistencia a la cápsula, de modo que el cierre hermético entre los electrodos y el aislador cerámico o de vidrio resulten eficaces incluso después de haber sido sometido el diodo a los esfuerzos propios del transporte, manejo normal, malos tratos, montaje en un radiador y vibraciones o choques sufridos a lo largo de su vida útil.

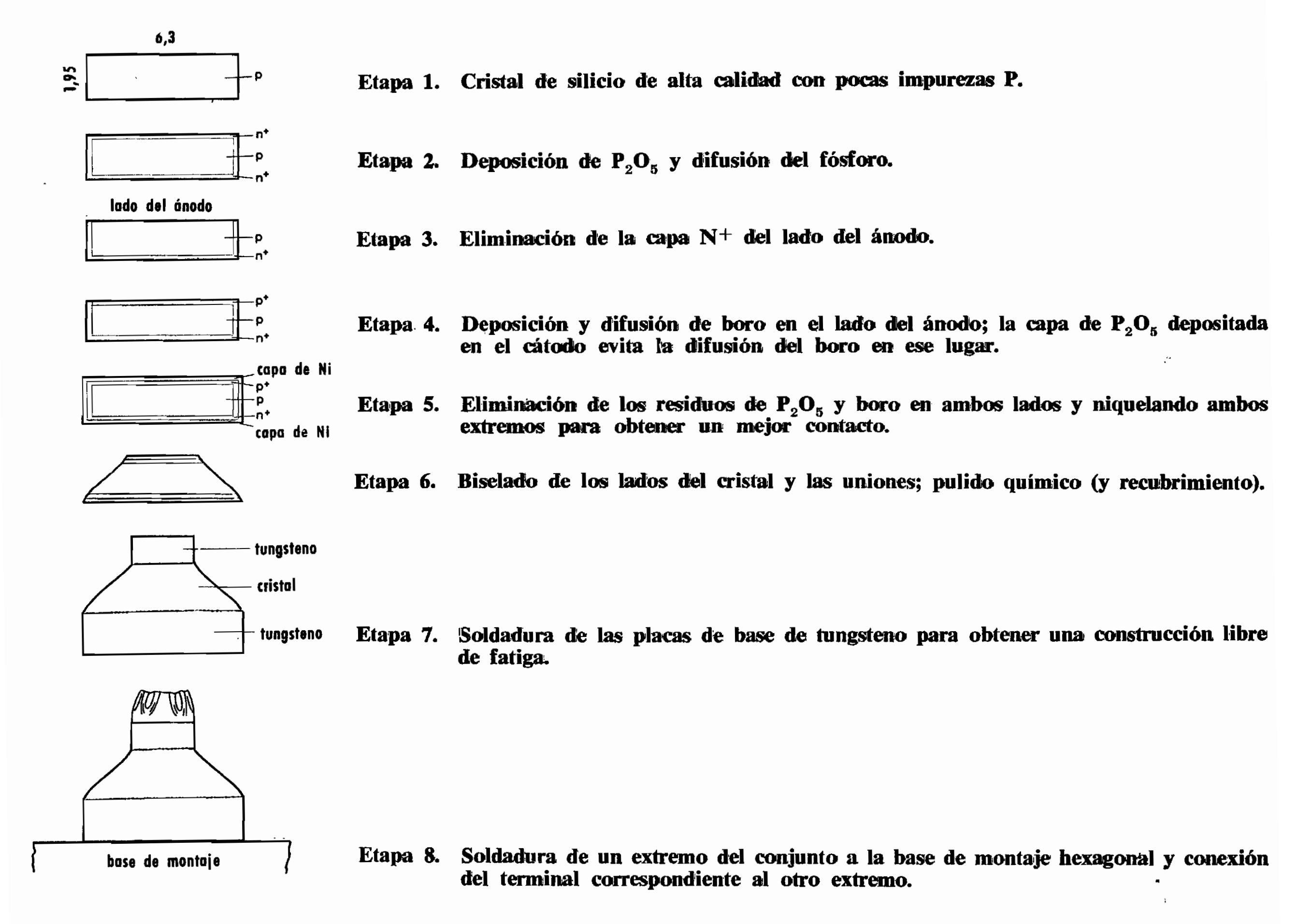


Fig. 1-1 Técnica de fabricación de un diodo de potencia por el método de difusión total (las secciones no están representadas a escala)

Además, el cierre hermético ha de poder soportar las dilataciones y contracciones causadas por distintas temperaturas ambientes y por diversas cargas. Todo ello se obtiene con una cápsula suficientemente pequeña para que se acomode a las necesidades de los equipos modernos.

b) Para obtener buenos conductores de la electricidad y del calor, los electrodos de la cápsula se construyen de cobre, generalmente niquelados, con lo cual se evita su corrosión en ambientes industriales nocivos. En los diodos de potencia uno de los electrodos es la base de montaje, y el cátodo (el ánodo en los tipos con polaridad invertida) está en contacto directo con la placa de base correspondiente para una menor resistencia eléctrica y térmica entre unión y base de montaje. Para que las resistencias de contacto sean lo más bajas posibles, la superficie de la base de montaje es plana y está pulida.

c) Los diodos para potencias bajas presentan una base de montaje provista de un tornillo que facilita su instalación. Los diodos para potencias mayores presentan una base de montaje plana, la cual puede atornillarse o bien soldarse al radiador para que las resistencias de contacto sean menores.

INTRODUCCIÓN A LA TÉCNICA OPERACIONAL

La técnica operacional interesa a los que se ocupan de los sistemas de control y regulación electrónicos. Esta técnica está alcanzando actualmente gran importancia con el desarrollo de amplificadores operacionales en circuito integrado. Con la ayuda de estos componentes se han realizado sistemas electrónicos complejos y de funcionamiento seguro. En esta primera parte estudiamos las características del amplificador operacional como elemento fundamental de las unidades operacionales para cálculo, instrumentación y control.

1. UNIDADES OPERACIONALES

1.1. Técnica analógica

Desde hace algún tiempo existe un creciente interés por la técnica analógica debido a diversas causas. Entre éstas bastará citar: la gran difusión de los calculadores analógicos en los laboratorios de investigación, con la consiguiente influencia sobre el modo de pensar de los técnicos; el notable perfeccionamiento y utilización de la regulación automática, y demanda de equipos de control e instrumentación. Finalmente, la aparición en el mercado de amplificadores integrados monobloques ha ampliado la difusión de la técnica analógica.

Un sistema analógico está formado por un conjunto de unidades operacionales, cada una de las cuales realiza una determinada operación en la señal de entrada. Según la acepción clásica del término analógico, las señales presentes en el sistema son variables en el tiempo, mientras que las operaciones son las clásicas lineales, como suma algebraica de varias señales, multiplicación por una constante, derivación e integración de una señal respecto al tiempo.

Un sistema formado por unidades operacionales lineales permite también representar ecuaciones diferenciales lineales con coeficientes constantes. Con las unidades operacionales no lineales se introducen en un sistema variables que son funciones de señales del sistema, como la multiplicación de dos señales y la integración de una señal respecto a otra; con ello se inicia la posibilidad de representar las ecuaciones diferenciales con coeficientes variables y no lineales.

Este artículo intenta presentar a los técnicos no especializados las unidades operacionales más comunes, así como los criterios que inspiran su diseño y utilización, indicando en todo caso su uso más ventajoso en cada campo de la técnica.

1.2. Unidades operacionales

Una unidad operacional suele estar formada por un amplificador pasabajo, de ganancia y estabilidad elevadas, y por dos redes generalmente pasivas, una de entrada y otra de realimentación negativa; el conjunto está realizado y se utiliza de modo tal que se

obtiene una función de transferencia de gran precisión y determinada prácticamente sólo por las dos redes mencionadas (fig. 1-2-1). Como características de una unidad operacional ideal se pueden considerar las siguientes:

— realización de la función de transferencia deseada
— impedancia de entrada infinita (o nula)
— impedancia de salida nula
— tensión de salida nula para tensión (corriente) de entrada nula
— corriente (tensión) nula en los terminales de entrada (masa virtual)
— características constantes para varias condiciones ambientales y a largo plazo.

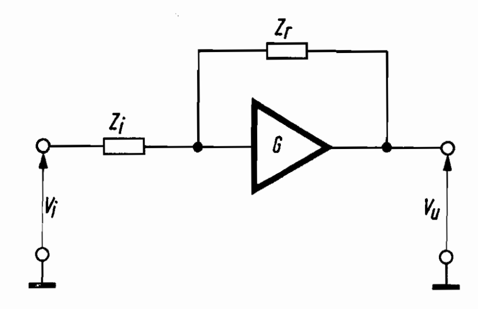


Fig. 1-2-1. Unidad operacional:
V_i = tensión de entrada
V_u = tensión de salida
G = ganancia intrínseca del amplificador
Z_i = impedancia operacional de entrada
Z_r = impedancia operacional de realimentación

Estas características dependen del amplificador, el cual a su vez ha de presentar las siguientes características ideales:

— ganancia infinita
— desfase de 180° constante
— características constantes, como se ha mencionado anteriormente.

1.3. Campo de aplicación

Se pueden distinguir tres campos principales:

A) Cálculo: Las unidades operacionales se utilizan para resolver problemas matemáticos y para realizar simuladores y modelos; las unidades más comunes son sumadores, integradores, diferenciadores, multiplicadores, divisores, potenciadores, radicadores, generadores de funciones, comparadores, convertidores analógico-digitales, etc. En este campo se producen las necesidades más estrictas.

B) Instrumentación: Los dos empleos principales son la amplificación de señales de bajo nivel y la generación de señales; se realizan varios tipos de osciladores, filtros activos, amplificadores especiales, detectores y convertidores de señales. También en este caso las necesidades pueden ser estrictas.

C) Control: Las unidades más comunes son los amplificadores de error y los igualadores (correctores de la curva de respuesta); menos comunes pero de posible y amplia utilización en el futuro son los amplificadores de ganancia variable y los correctores de linealidad. Los requisitos de precisión son moderados.

1.4. Evolución de las unidades operacionales

El progreso de las unidades operacionales, que prácticamente corresponde al de los amplificadores, se debe a dos evoluciones paralelas: la de la técnica de los circuitos y la de la tecnología de los componentes.

La evolución tecnológica consiste en la sustitución de las válvulas por los semiconductores (primero de germanio y más tarde de silicio), luego aparecieron los pares diferenciales y los amplificadores monolíticos integrados.

El mayor progreso en la técnica de los circuitos lo constituye la adopción del montaje diferencial. Este tipo de circuito, verdaderamente universal, permite limitar innumerables inconvenientes debidos a los componentes utilizados y a las condiciones ambientales. Las estructuras diferenciales o simétricas significan por lo menos el doble de componentes, lo cual encarecía los montajes para determinadas aplicaciones. Con los amplificadores monolíticos puede decirse que si no se usan y difunden los amplificadores operacionales es solamente por desconocimiento de sus posibilidades y aplicaciones.

2. EL AMPLIFICADOR

2.1. Definiciones

A continuación se incluyen definiciones referentes a unidades operacionales y amplificadores, que serán de utilidad en los apartados siguientes:

Amplificador diferencial: Aquel cuya salida es función solamente de la diferencia de las señales (medidas respecto a masa) aplicadas a sus dos entradas.

Chopper: Circuito que interrumpe una señal de c.c. o de muy baja frecuencia a un ritmo preestablecido y así produce una onda modulada en amplitud a partir de la señal de entrada. Generalmente se le asocia un demodulador que restituye la señal a su forma original una vez amplificada.

Amplificador de potencia (booster): Circuito capaz de aumentar la tensión o la corriente de salida de un amplificador operacional, con inversión de fase o sin ella. Para una mayor precisión suele utilizarse en el interior del anillo.

Sumador-restador: Unidad operacional cuya salida es proporcional a la suma o a la diferencia de las señales de entrada.

Inversor de tensión: Unidad operacional cuya salida es de signo opuesto a la señal de entrada.

Integrador: Unidad operacional cuya salida es proporcional a la integral de la señal de entrada respecto al tiempo.

Función no lineal: Unidad operacional cuya salida es función no lineal (cuadrática, logarítmica, etc.) de la señal aplicada a la entrada y que generalmente se realiza mediante redes de realimentación o de entrada no lineales.

Limitador: Circuito apto para limitar la amplitud de una señal.

Circuito de realimentación: Disposición del circuito que junto con la red de entrada determina la función de la unidad operacional.

Anchura de banda: Intervalo de frecuencia dentro del cual puede mantenerse exacta una función operacional determinada.

Ganancia (en anillo abierto): Relación entre la tensión de salida con carga y la tensión de entrada. Se denomina también ganancia de tensión y en general es función de la frecuencia.

Ganancia de anillo: En un amplificador operacional, producto de las ganancias y de las atenuaciones halladas al abrir el anillo formado por el amplificador y la red de realimentación y seguirlo hasta volver al punto de partida.

Ganancia con anillo cerrado: En un amplificador con realimentación, relación entre la tensión de salida y la de entrada que la ha provocado.

Factor de rechazo en modo común: Relación entre la ganancia medida con la misma señal en ambas entradas (ganancia en modo común) y la ganancia normal o diferencial.

Frecuencia de transición: Aquélla para la cual la ganancia en circuito abierto del amplificador se reduce a la unidad (señales pequeñas).

Producto ganancia-anchura de banda: Resultado de la multiplicación de una frecuencia cualquiera por la ganancia del amplificador o del sistema a dicha frecuencia.

Caída de amplificación (pendiente de la pérdida de ganancia): Disminución de la amplificación al aumentar la frecuencia. La pendiente base es 6 dB/octava (o sea pérdida de 6 dB al duplicar la frecuencia), o a veces 12 ó 18 dB/octava. A esos valores corresponden, respectivamente, 20, 40 y 60 dB/década.

Desfase: Relación entre las fases de la señal de entrada y la señal de salida al variar la frecuencia. Está relacionada con la pendiente de pérdida de ganancia.

Velocidad de respuesta: Velocidad de variación de la tensión de salida cuando se aplica a la entrada una señal en escalón. Generalmente se expresa en V/μs y es proporcional a la frecuencia para la cual se obtiene todavía la máxima tensión de salida senoidal sin distorsión.

Ruido: El que se determina a la salida medido con relación a la entrada (es decir, dividido por la ganancia) con ambas entradas a masa. Es necesario especificar en qué anchura de banda se realiza la medida y si se refiere a tensiones eficaces o de pico.

Deriva (con el tiempo, la temperatura y la tensión de alimentación): Señal de salida cualquiera referida a la entrada y que es función del tiempo o de las variaciones de temperatura o de la tensión de alimentación. Se mide generalmente con ambas entradas a masa y se expresa respectivamente en μV/día (μV/semana), μV/°C (nA/°C), $\mu V/V_{al}$.

Error de entrada en modo común: Tensión de salida en modo común dividida por la ganancia en modo común. Por tanto, es una señal anómala presente entre las dos entradas del amplificador.

Factor de error: El de corrección por el que se debe multiplicar la expresión ideal de la ganancia en circuito cerrado para obtener la ganancia real. Es una consecuencia de que la ganancia en circuito abierto no sea infinita.

Desequilibrios de corriente y de tensión: Los debidos al equilibrado imperfecto de las dos vías de amplificación. Pueden reducirse a una tensión o a una corriente equivalente que aparece en los terminales de entrada independientemente de otra señal.

Impedancia de entrada en modo común: La que se mide entre masa y los dos terminales de entrada unidos.

Impedancia de entrada diferencial: La que se presenta entre los dos terminales de entrada.

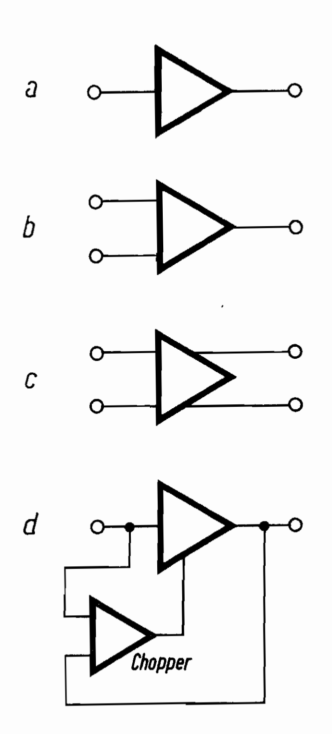


Fig. 2-1-1. Símbolos de amplificadores:
a) de una entrada y una salida
b) de entrada diferencial y salida única
c) de entrada y salida diferenciales
d) estabilizado mediante chopper.

Impedancia de salida: La que se determina en la salida con anillo abierto.

Tensión máxima de entrada diferencial: La de valor máximo que se puede aplicar entre los bornes de entrada del amplificador sin destruirlo.

Tensión de saturación: Tensión continua de salida más allá de la cual desaparece la correspondencia lineal entre la tensión de entrada y la de salida.

Corriente máxima de carga: Valor de la corriente máxima que puede suministrarse a la carga (el circuito de realimentación se considera también como carga).

Carga capacitiva máxima: Máxima carga capacitiva que puede aplicarse a la salida sin que el amplificador con realimentación oscile (es proporcional a la ganancia de anillo).

Circuito de puesta a cero o de equilibrado: Circuito interno o externo del amplificador que puede anular la salida del amplificador cuando ambas entradas se llevan a masa.

Circuito amortiguador: El que puede controlar o impedir posibles oscilaciones que se originen en el amplificador en anillo cerrado.

En la fig. 2-1-1 se muestran los símbolos de los amplificadores operacionales más comunes, mientras que en la tabla 2-1-2 se han representado las magnitudes anteriormente definidas con los valores aproximados para diversos amplificadores.

2.2. Etapa diferencial

Las principales causas de comportamiento no ideal de un amplificador y, por tanto, de una unidad operacional, pueden clasificarse del modo siguiente:

— entradas parásitas, como variaciones de la tensión de alimentación, ruido de entrada, tensiones inducidas, etc.
— variación de los componentes con el tiempo (envejecimiento), con la temperatura y con la tensión de alimentación.
— limitaciones intrínsecas de los componentes, particularmente de los semiconductores, por ejemplo en su ganancia, en la frecuencia, etc.

TABLA 2-1-2

Parámetros	Módulo impregnado	Módulo impregnado	CI monolítico	CI monolítico	CI monolítico	Unidad de medida
Ganancia en circuito abierto	> 3000	~ 200	900÷2300	20000÷80000	1200÷3000	V/V
Anchura de banda en anillo abierto (−3 dB)	7	7	500	200	250÷500	kHz
Factor de rechazo	> 100	> 20	85	60÷92	83	dB
Frecuencia de transición	10	5	50	12	20	MHz
Desequilibrio de la tensión de entrada	compensab.	compensab.	3÷5		10	mV
Deriva de tensión	4	80	~ 5	10÷40	5	μV/°C
Deriva de corriente	0,1				1	nA/°C
Impedancia de entrada (anillo abierto)	~ 150	~ 100	6÷20	100	100÷300	kΩ
Variación de la tensión de salida (con carga máxima)	± 10	± 10	± 5	±10÷ ±11	± 5	$V_{p.p.}$
Carga máxima	2	10	0,1	0,5	0,5	kΩ
Impedancia de salida (anillo abierto)	< 5	2000	200÷600	120	40÷90	Ω
Caída de la amplificación	20	30	> 30	> 30	> 30	dB/década
Velocidad de respuesta	~ 0,8	~ 0,8	15	12	20	V/μs
Ruido	10 (0÷50 kHz)	60 (0÷50 kHz)				μV_{ef}
Tensión de entrada diferencial máxima	± 10	± 10	± 5			V

Los amplificadores de c.c. de una sola entrada encuentran su principal limitación en los efectos de las variaciones de temperatura sobre los parámetros de los semiconductores. Como se sabe, en los transistores de silicio se registran las siguientes variaciones con la temperatura: unos 2,2 mV/°C por lo que se refiere a V_{be}; variaciones de β del 50 % para cambios de temperatura de unos 100 °C; doble valor de I_{CBO} para cada variación de temperatura de 8 a 10 °C.

En el caso de un amplificador con una sola entrada el conjunto de estos inconvenientes se traduce en una señal de salida que no se puede distinguir de la verdadera señal amplificada. Además, los posibles ruidos recogidos en la entrada del amplificador son tratados como la señal y, por tanto, amplificados de igual modo. Lo mismo se puede decir de las variaciones de la tensión de alimentación: la señal parásita se amplifica como la señal útil.

Cuando las señales que se deben amplificar son del orden del mV o menores, es evidente que no resulta posible utilizar el amplificador de una sola entrada. El único caso en que ello resulta posible es el del amplificador con chopper, aunque incluso en este caso se tiende a utilizar el montaje diferencial.

Este último tipo de estructura, que no es reciente (se ha utilizado mucho en circuitos con válvulas), permite reducir en dos órdenes de magnitud los inconvenientes antes mencionados. En efecto, en este caso el valor absoluto de las variaciones de los parámetros debidas, por ejemplo, a cambios térmicos pierde importancia.

Por el contrario, resulta más importante la diferencia (función de la temperatura) de valor absoluto entre las variaciones de los parámetros de los circuitos que generalmente componen la estructura diferencial. Además, los modernos procesos tecnológicos permiten disponer en una misma cápsula transistores de silicio de gran calidad con parámetros preseleccionados. Finalmente, con los circuitos integrados monolíticos no sólo se obtiene el máximo acoplamiento térmico, sino también la máxima simetría del montaje diferencial.

Consideremos ahora una etapa diferencial típica (fig. 2-2-1) y observemos cómo se comporta con las distintas señales de entrada y con las influencias exteriores. A las dos entradas del circuito pueden aplicarse señales de c.c. que se hallen en fase o en oposición de fase, por lo que desde ahora se hablará de señales aplicadas en modo común o en modo diferencial, respectivamente.

Puesto que los amplificadores diferenciales realizan la función de amplificar diferencias de señales,

independientemente de sus valores absolutos, a continuación veremos cómo se debe distinguir entre la señal diferencial y la señal común a ambas entradas. Por tanto, la señal en modo común se define como la media aritmética de las dos tensiones aplicadas a las entradas y medidas respecto a masa, es decir:

$$V_C = \frac{v_g' + v_g''}{2}$$

En cambio, la señal diferencial se define como la semidiferencia de ambas señales, o sea:

$$V_D = \frac{v_g' - v_g''}{2}$$

Por tanto, las dos señales se pueden considerar formadas por una componente común y una componente diferencial:

$$v_g' = \frac{v_g' + v_g''}{2} + \frac{v_g' - v_g''}{2} = V_C + V_D \quad \text{2-2-1}$$

$$v_g'' = \frac{v_g' + v_g''}{2} - \frac{v_g' - v_g''}{2} = V_C - V_D \quad \text{2-2-2}$$

Las consideraciones anteriores son válidas sólo en el ámbito de funcionamiento lineal. Para evitar la saturación resulta conveniente mantener la ganancia en modo común al menor valor posible sin afectar a la ganancia diferencial, para no menoscabar la definición de amplificador diferencial. Consideremos ahora el circuito de la fig. 2-2-1 cuando ambas entradas se hallan a masa, y supongamos que dicho circuito se halla dividido por un eje vertical de simetría que pasa por $+V_a$ y por $-V_a$.

Si la simetría del circuito es perfecta, no existe tensión entre puntos homólogos (por ejemplo, entre v_u' y v_u''), y, por tanto, no circula corriente por las resistencias que eventualmente unan dichos puntos. Por otra parte, los elementos que se hallan sobre el eje vertical de simetría (como R_G) son atravesados por una corriente doble de la que circula por cada transistor.

Supongamos ahora que a la entrada de la etapa se aplique primero una señal diferencial y después una señal en modo común. Recordando las definiciones anteriores, si se aplican a las dos entradas señales de corriente de valor absoluto distinto, en condiciones ideales, las componentes en modo común (semisuma de sus valores absolutos) se suman en la resistencia R_G por estar en fase; por tanto, R_G produce una realimentación negativa que anula dicho efecto. En cambio, la semidiferencia de sus valores absolutos (componente diferencial) crea un desequilibrio en las corrientes de polarización de las dos

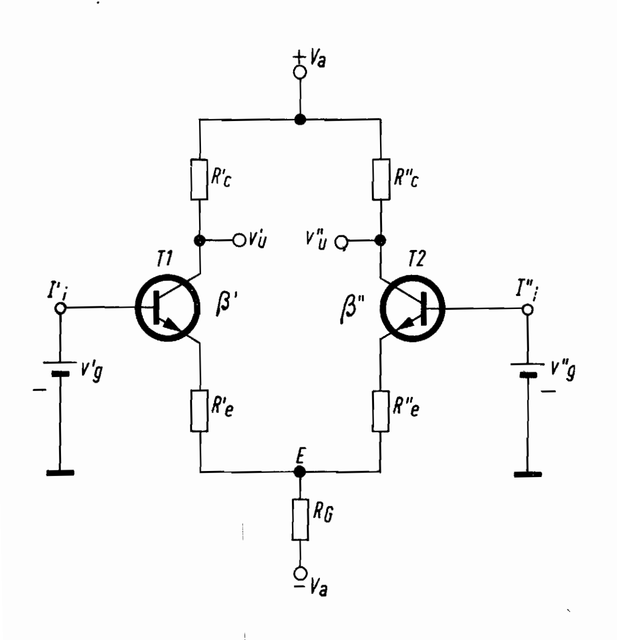


Fig. 2-2-1. Etapa diferencial

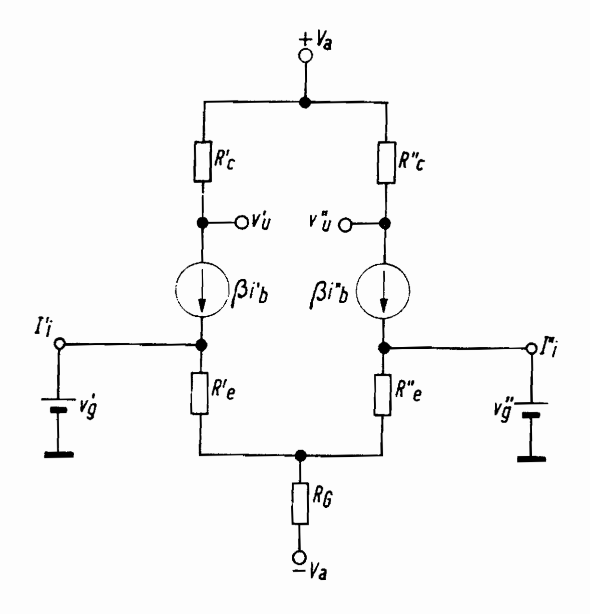


Fig. 2-2-2. Circuito equivalente simplificado de la etapa diferencial

ramas de la estructura diferencial, lo cual produce una diferencia de tensión entre los puntos v_u' y v_u''.

Por ello la ganancia diferencial del amplificador es aproximadamente R_c/R_e (equivalente a la ganancia de una sola etapa), mientras que el efecto exterior debido a R_G equivale a una realimentación negativa que sólo actúa sobre las señales comunes a ambas entradas. Por consiguiente, la ganancia en modo común es igual a la de cada etapa cuando existe una realimentación negativa de emisor equivalente a dos veces el valor de la resistencia R_G que acopla los dos emisores; más la resistencia propia de emisor R_e. Se consigue aumentar la relación entre la ganancia diferencial y la ganancia en modo común si R_G es suficientemente elevada respecto a R_c.

Consideremos ahora la estructura diferencial de la fig. 2-2-1 según el circuito equivalente simplificado de la fig. 2-2-2.

De este circuito se pueden obtener las siguientes relaciones aproximadas:

$$\left(\frac{v_u' + v_u''}{2}\right) = -\frac{R_c}{2R_G + R_e}\left(\frac{v_g' + v_g''}{2}\right) =$$

$$= -\frac{R_c}{2R_G + R_e} \cdot V_C \qquad \text{2-2-3}$$

$$\left(\frac{v_u' - v_u''}{2}\right) = -\frac{R_c}{R_e}\left(\frac{v_g' - v_g''}{2}\right) =$$

$$= -\frac{R_c}{R_e} V_D \qquad \text{2-2-4}$$

La ganancia en modo común G_C y la ganancia diferencial G_D expresadas como es costumbre en forma de relación entre tensión de salida y tensión de entrada en las distintas condiciones, son aproximadamente:

$$G_C = \frac{R_c}{2R_G + R_e} \qquad \text{2-2-5}$$

$$G_D = \frac{R_c}{R_e} \qquad \text{2-2-6}$$

Las relaciones 2-2-3 y 2-2-4 pueden transformarse de modo que se obtengan las expresiones propias de cada salida v_u' y v_u'', es decir:

$$v_u' = -G_C\left(\frac{v_g' + v_g''}{2}\right) - G_D\left(\frac{v_g' - v_g''}{2}\right) =$$

$$= -G_C V_C - G_D V_D \qquad \text{2-2-7}$$

$$v_u'' = -G_C\left(\frac{v_g' + v_g''}{2}\right) + G_D\left(\frac{v_g' - v_g''}{2}\right) =$$

$$= -G_C V_C + G_D V_D \qquad \text{2-2-8}$$

Estas dos últimas relaciones muestran que ambas salidas se hallan presentes aun cuando una de las entradas se lleve a masa de modo conveniente, aplicando la señal solamente a la otra entrada. En efecto, si $v_g'' = 0$:

$$v_u' = -\left(\frac{G_D + G_C}{2}\right) v_g' \qquad \text{2-2-9}$$

$$v_u'' = +\left(\frac{G_D - G_C}{2}\right) v_g'' \qquad \text{2-2-10}$$

Por tanto, es evidente que el amplificador puede también utilizarse con una sola entrada y que las dos tensiones de salida son casi iguales y de fase opuesta como respuesta a la señal de entrada v_g', siempre que la ganancia G_C sea mucho menor que la G_D.

El modo de reducir al mínimo G_C sin afectar a G_D está contenido en la expresión de dicha ganancia. En efecto, en la relación 2-2-5 se observa que si R_G fuese infinitamente grande, G_C se anularía y con ello no sólo se beneficiaría el rechazo de señales en modo común en la entrada del amplificador, sino que también ayudaría a minimizar los efectos de disimetría producidos por las tolerancias de los componentes.

Sin embargo, un examen más detallado muestra que un aumento excesivo de R_G provoca una disminución excesiva de la corriente de polarización del transistor, con lo cual se reduce notablemente el coeficiente de amplificación β, disminuye la anchura de banda y se produce más ruido. Por otra parte, se podría aumentar al mismo tiempo la tensión de

alimentación $-V_a$, pero ello resultaría poco práctico. Por esto se recurre a un circuito capaz de suministrar una corriente constante a los dos emisores del circuito diferencial. Éste lo constituye un generador de corriente de impedancia dinámica de salida relativamente elevada, como el que se representa en la fig. 2-2-3.

La corriente es, aproximadamente:

$$I_G = \frac{V_a - V_B - V_{be}}{R_E}$$

La elevada impedancia dinámica de salida puede explicarse por el hecho de que el transistor de la figura 2-2-3 se halla en montaje en base común y presenta, por tanto, una impedancia dinámica de salida elevada. El circuito diferencial típico completo está representado en la fig. 2-2-4.

2.3. Deriva térmica y de la alimentación

Supongamos que la etapa diferencial de la figura 2-2-4 es ideal, o sea perfectamente simétrica y con variaciones de los parámetros idénticas en respuesta a las perturbaciones exteriores. Si ahora calentamos ambos transistores hasta una determinada temperatura, es como si se les aplicase una señal en modo común y, por tanto, no existirá diferencia de tensión entre las salidas v_u' y v_u''. En efecto, aun cuando la tensión V_{be} de ambos transistores (consideramos el efecto principal) varía en unos 2,2 mV/°C, según se ha dicho anteriormente, estas variaciones afectan a ambos transistores y son del mismo sentido y de la misma naturaleza.

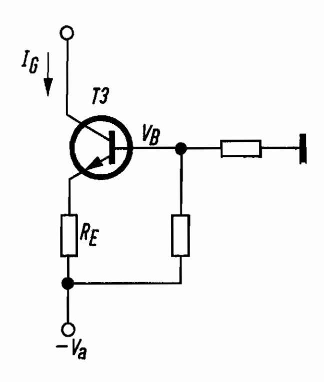


Fig. 2-2-3. Generador de corriente

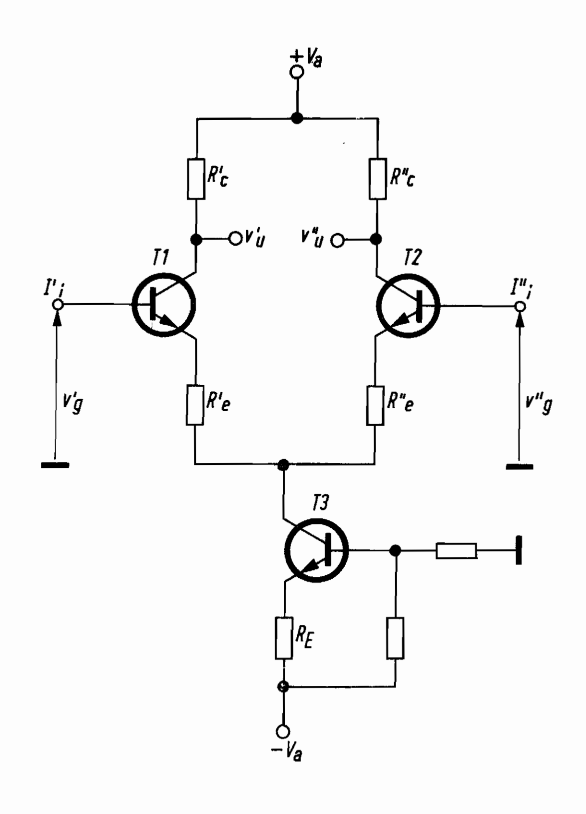


Fig. 2-2-4. Etapa diferencial con generador de corriente

La señal es amplificada por la pequeña ganancia en modo común G_C en cada salida, mientras que una diferencia entre las variaciones de las tensiones V_{be} es amplificada por la ganancia diferencial. Por ello, además de seleccionar los dos transistores según la característica de V_{be} en función de la temperatura (prácticamente se pueden obtener adaptaciones de 1 a 4 μV/°C), es preciso acoplar al máximo térmicamente los dos transistores. Ello queda ya muy lejos de la desastrosa condición de 2,2 mV/°C que se obtiene para un amplificador de una sola entrada.

Consideremos a continuación una posible variación de la tensión de alimentación debida a cambios de temperatura o de la tensión de la red. También en este caso, si el circuito está perfectamente equilibrado, nos hallamos en presencia de señales en modo común. Si, por ejemplo, varía el valor de la tensión de alimentación $+V_a$, esta variación podrá presentarse como un valor distinto de las corrientes de polarización i_C. Por tanto, se producirá un aumento o una disminución de las caídas de tensión en los resistores R_c. Ya sea por efecto de las dos vías simétricas, o bien por efecto del rechazo de las señales comunes a las dos vías originadas por el generador de corriente, el valor absoluto de las variaciones de

la caída de tensión en los resistores R_C serán iguales, por lo que no existirá diferencia de tensión entre v_u' y v_u''. Sin embargo, en la salida aparecerá una pequeña señal diferencial debida a las tolerancias de los componentes y otras causas de menor importancia; no obstante, aun en el caso de las variaciones de temperatura, no se encontrará en la salida una señal de primer orden como en el caso de un amplificador de una sola entrada.

Todas estas consideraciones son válidas en el caso ideal antes definido y de modo particular si la salida se considera entre v_u' y v_u'', es decir, con carga equilibrada. En el caso de carga desequilibrada respecto a masa es obvio que aumenta la ganancia en modo común, pero las condiciones generales son mejores que en un amplificador de una sola entrada, aunque inferiores a las obtenidas con una carga equilibrada.

Es suficiente observar que en el caso de carga equilibrada la ganancia diferencial puede ser muy superior a + 80 dB, mientras que la ganancia en modo común, por lo general, es inferior a 0 dB.

2.4. Impedancias de entrada y de salida

Mucho se ha hablado acerca de las impedancias de entrada y de salida que debería presentar una unidad operacional ideal. Se ha aceptado que la impedancia de salida conviene que sea lo más baja posible (generador ideal de tensión), mientras que nada se ha determinado respecto a la impedancia de entrada.

Sin embargo, con la técnica actual es posible acercarse suficientemente tanto a una impedancia de entrada infinita como a una impedancia nula. Las dos exigencias pueden satisfacerse según convenga a cada caso, después de haber examinado el tipo de generador que excita al amplificador.

Consideremos la configuración operacional típica de la fig. 2-4-1, en la cual R_i y R_r son las resistencias que determinan la ganancia operacional en circuito cerrado, R_u es la resistencia de salida en circuito abierto del amplificador, R_c la resistencia de carga y R_a la resistencia de entrada en anillo abierto del amplificador (A puede ser la ganancia de tensión o de corriente del amplificador). Todas estas consideraciones se referirán a c.c. por razones de simplicidad, pero no hay inconveniente en extenderlas al plano de las frecuencias complejas. De la fig. 2-4-1 podemos deducir la siguiente expresión:

$$\frac{V_i - \varepsilon}{R_i} = \frac{\varepsilon - V_u}{R_r} + \frac{\varepsilon}{R_a} \qquad 2\text{-}4\text{-}1$$

es decir,

$$I_i = I_r + I\varepsilon \qquad 2\text{-}4\text{-}2$$

De la misma figura puede deducirse que $V_u = -\varepsilon A_t$, en donde A_t es la ganancia de tensión (impedancia de entrada elevada).

Si se lleva a masa la entrada de la unidad operacional, se puede utilizar la fig. 2-4-2, de la cual se deduce la siguiente relación:

$$- I\varepsilon = I_r \qquad 2\text{-}4\text{-}3$$

por lo cual debe ser:

$$- \frac{\varepsilon}{R_i//R_a} = \frac{V_u - \varepsilon}{R_r} \qquad 2\text{-}4\text{-}4$$

desarrollando esa relación resulta:

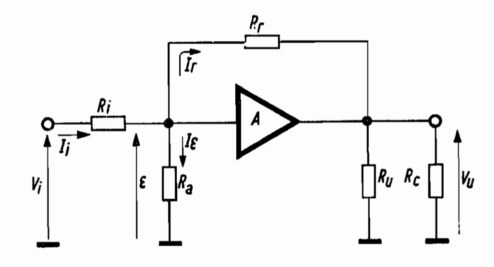


Fig. 2-4-1. Disposición operacional típica

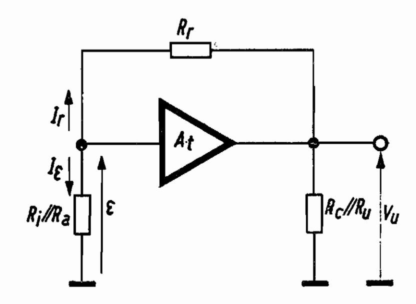


Fig. 2-4-2. Amplificador operacional con entrada a masa

$$\frac{\varepsilon}{V_u} = \frac{R_i//R_a}{R_i//R_a - R_r} \qquad 2\text{-}4\text{-}5$$

es decir:

$$\frac{\varepsilon}{V_u} = \frac{R_i\,R_a}{R_a R_i + R_a R_r + R_i R_r} = F_t \qquad 2\text{-}4\text{-}6$$

en donde F_t se define generalmente como el factor de realimentación en tensión.

Con ayuda de las expresiones anteriores se puede obtener la ganancia operacional del circuito de la figura 2-4-1:

$$G = \frac{V_u}{V_i} = -\frac{R_r}{R_i}\left(\frac{1}{1 - \dfrac{1}{A_t\,F_t}}\right) \qquad 2\text{-}4\text{-}7$$

Si el producto $A_t F_t$ es muy elevado, la expresión anterior se reduce a:

$$G = \frac{V_u}{V_i} = -\frac{R_r}{R_i} \qquad 2\text{-}4\text{-}8$$

Por tanto, el factor entre paréntesis de la expresión 2-4-7 representa el error que se comete al omitirlo en el cálculo de la ganancia operacional.

Sin embargo, en el caso de amplificadores transistorizados es más significativo hablar de amplificaciones en corriente o de impedancias de transferencia, es decir:

$$A_t = A_i \frac{R_c//R_u}{R_a} \qquad 2\text{-}4\text{-}9$$

Si se verifican las condiciones $R_a \ll R_i$ y $R_a \ll R_r$, la expresión de F_t se reduce a:

$$F_t = R_a/R_r \qquad 2\text{-}4\text{-}10$$

Al definir $F_i = I_r/I_c$ aproximadamente igual a $-R_c/R_r$, la expresión de la ganancia operacional se convierte en:

$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{R_r}{R_i}\left(\frac{1}{1 - \dfrac{1}{A_i\,F_i}}\right) \qquad 2\text{-}4\text{-}11$$

Para valores elevados del producto $A_i F_i$ la expresión anterior se reduce a:

$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{R_i}{R_r} \qquad 2\text{-}4\text{-}12$$

Como puede apreciarse, las relaciones 2-4-8 y 2-4-12 pueden considerarse equivalentes por lo que se refiere a la ganancia operacional. Es evidente que en el caso de los transistores (funcionamiento por corriente) los mejores resultados se obtienen cuando la resistencia de entrada del amplificador es casi nula.

En realidad se prefiere la solución de elevada impedancia de entrada que, además de no ser una carga apreciable para el generador, presenta una mejor adaptabilidad para el caso en que interese disponer de ganancia variable.

La elevada impedancia de entrada es también necesaria cuando la impedancia interna del generador es elevada, pero esta limitación de empleo desaparece cuando, por ejemplo, el amplificador se utiliza en un circuito «operacional». En efecto, en este caso todos los amplificadores deben considerarse como generadores ideales de tensión. Por razones mucho más importantes, referentes a la deriva de tensión, en muchos casos se prefiere una impedancia de entrada en anillo abierto relativamente elevada.

Para ello, examinemos el circuito de la fig. 2-4-3, en el cual R_r/γ es la impedancia de entrada del amplificador, V_d es un generador de tensión que simula deriva y $-A$ es la ganancia del amplificador.

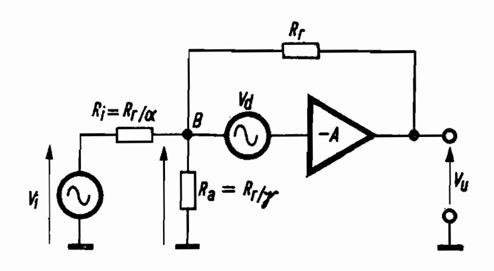


Fig. 2-4-3. Amplificador con generador equivalente de deriva V_d

En esta figura, R_i y la resistencia de entrada del amplificador están expresadas en función de la resistencia de realimentación mediante los coeficientes $1/\alpha$ y $1/\gamma$.

Si consideramos el punto B, se puede escribir:

$$\frac{V_i - \varepsilon}{R_r/\alpha} = \frac{\varepsilon - V_u}{R_r} + \frac{\varepsilon}{R_r/\gamma} \qquad 2\text{-}4\text{-}13$$

o bien:

$$V_u = -A\ (\varepsilon + V_d) \qquad 2\text{-}4\text{-}14$$

por tanto,

$$\varepsilon = -\left(\frac{V_u}{A} + V_d\right) \qquad 2\text{-}4\text{-}15$$

Sustituyendo las dos relaciones anteriores en 2-4-13, se obtiene:

$$\left(1 + \frac{1+\alpha+\gamma}{A}\right) V_u =$$

$$= -\alpha\ V_i - (1 + \alpha + \gamma)\ V_d \qquad 2\text{-}4\text{-}16$$

Si la ganancia A es muy elevada, la ecuación 2-4-16 se simplifica y queda:

$$V_u = -\alpha\ V_i - (1 + \alpha + \gamma)\ V_d \qquad 2\text{-}4\text{-}17$$

En esta ecuación se observa que el coeficiente de ganancia de la señal en circuito cerrado es $-\alpha$, mientras que el de la deriva es $-(1 + \alpha + \gamma)$.

Para minimizar el efecto de la deriva, el coeficiente γ debe tender a cero, lo cual significa que la resistencia de entrada del amplificador ha de ser mucho mayor que la resistencia de realimentación.

2.5. Ganancia y banda pasante en circuito de realimentación abierto

Al diseñar amplificadores de c.c. es preciso conocer con cierta precisión la curva ganancia-frecuencia del amplificador en circuito abierto, porque de ella puede deducirse sobre qué banda puede mantenerse la máxima realimentación con el fin de especificar la precisión o linealidad.

Además, en el caso de más de dos etapas dicha curva se utiliza también para la síntesis de las redes necesarias para estabilizar el amplificador.

El cálculo de la curva ganancia-frecuencia se estudiará para casos sucesivamente más complicados, es decir, desde el amplificador de una etapa al de tres etapas. Consideremos la fig. 2-5-1, cuyo circuito equivalente se ha representado en la fig. 2-5-2. Para el transistor utilizado y con las polarizaciones impuestas, los valores de los parámetros típicos son los siguientes:

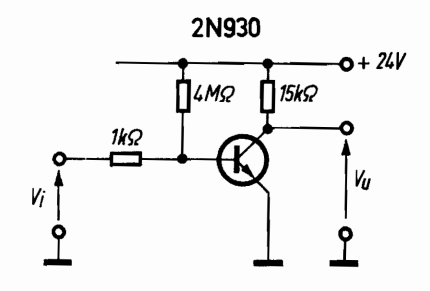


Fig. 2-5-1. Etapa amplificadora

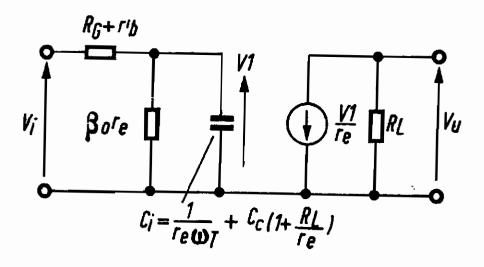


Fig. 2-5-2. Circuito equivalente al de la fig. 2-5-1

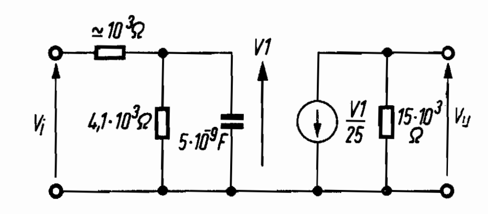


Fig. 2-5-3. Circuito equivalente con los valores de sus elementos

$g_e = 1/25\,\Omega\ (= I_E/25\,\Omega),\ I_E = 1\ \text{mA}$
$\omega_T = 6{,}28 \cdot f_T = 6{,}28 \cdot 30 \cdot 10^6\ \text{rad/sec}$
$(f_T = 30\ \text{MHz},\ \beta = 1)$
$R = R_G + r'_b = 1\ \text{k}\Omega$ para $r'_b = 100\Omega$
$\beta_o = 165$ (c.c.)
$C_{bc}' = C_c = 8 \times 10^{-12}\ \text{F}$

de donde resultan los valores del circuito de la figura 2-5-3.

Obtengamos ahora la función de transferencia total V_u/V_i; se puede escribir:

$$V_1 = \frac{V_i \dfrac{\beta_o r_e}{1 + \beta_o r_e j\omega C_i}}{R + \dfrac{\beta_o r_e}{1 + \beta_o r_e j\omega C_i}} =$$

$$= \frac{V_i}{1{,}22\ (1 + j\omega\, 4{,}1 \cdot 10^{-6})} \qquad 2\text{-}5\text{-}2$$

Puesto que

$$V_u = \frac{R_L}{r_e} V_1 = 490 \frac{V_i}{1 + j\omega\, 4{,}1 \cdot 10^{-6}}, \qquad 2\text{-}5\text{-}3$$

por sustitución se obtiene:

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{490}{1 + j\omega\, 4{,}1 \cdot 10^{-6}} = \frac{G_0}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_c}} \qquad 2\text{-}5\text{-}4$$

de donde se deduce:

— ganancia a frecuencia cero: $G_0 = 53$ dB

— frecuencia de corte o característica:

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = 39\ \text{kHz} \qquad 2\text{-}5\text{-}5$$

Las medidas realizadas (ver fig. 2-5-4) han dado como resultados: $G_0 = 52{,}5$ dB y $f_1 = 50$ kHz, los cuales representados sobre escala logarítmica no se apartan mucho de los valores calculados.

Consideremos ahora la etapa representada en la figura 2-5-5, que presenta un montaje en emisor común, sin realimentación y con cargas resistiva y capacitiva. El esquema equivalente de la fig. 2-5-6, ligeramente modificado respecto al caso anterior, tiene en cuenta las condiciones más complejas de la carga mediante los parámetros $C_L\ r_e/C_{b'c}$ y $C_{b'c}\ R_L/r_e$.

Se puede escribir:

$$Z_l = \frac{C_L}{C_{b'c}} \cdot r_e + \frac{1}{j\omega \dfrac{R_L}{r_e} \cdot C_{b'c}} =$$

$$= \frac{(1 + j\omega R_L C_L)}{j\omega \dfrac{R_L}{r_e} \cdot C_{b'c}} \qquad 2\text{-}5\text{-}6$$

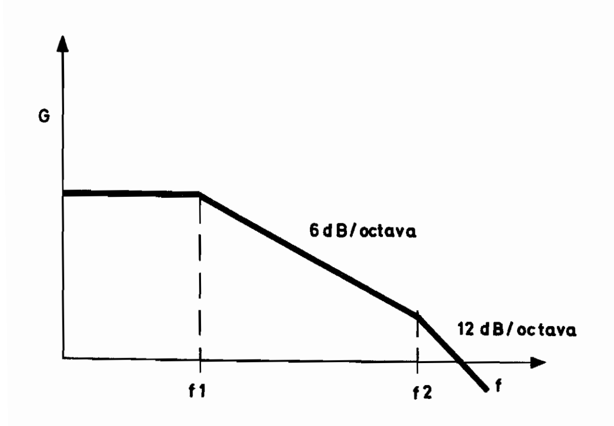


Fig. 2-5-4. Curva de respuesta del circuito de la fig. 2-5-1

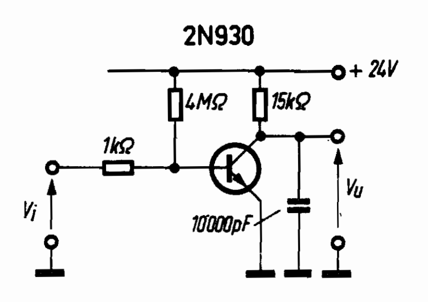


Fig. 2-5-5. Etapa amplificadora con carga *RC*

$$Z_2 = \frac{\beta_o \cdot r_e \cdot \dfrac{1}{j\omega \dfrac{1}{r_e\,\omega_T}}}{\beta_o \cdot r_e + \dfrac{1}{j\omega \dfrac{1}{r_e\,\omega_T}}} = \frac{\beta_o \cdot r_e}{1 + j\omega \dfrac{\beta_o}{\omega_T}} \qquad 2\text{-}5\text{-}7$$

de donde:

$$\frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} = \qquad 2\text{-}5\text{-}8$$

$$= \frac{\beta_o \cdot r_e \; (1 + j\omega\, C_L R_L)}{(1 + j\omega \dfrac{\beta_o}{\omega_T}) \; (1 + j\omega\, C_L R_L) + j\omega\, \beta_o R_L C_{b'c}}$$

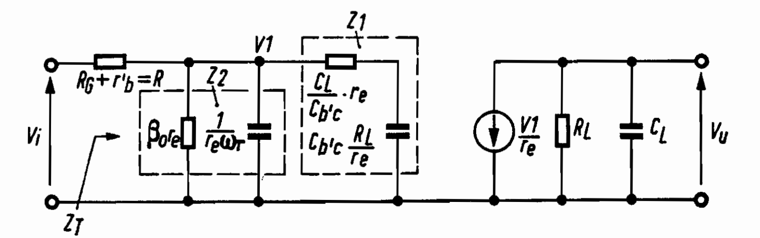


Fig. 2-5-6. Circuito equivalente al de la fig. 2-5-5

$$Z_T = R + \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{(1 + j\omega\, C_L R_L) \; [R \; (1 + j\omega \dfrac{\beta_o}{\omega_T}) + \beta_o \cdot r_e] + j\omega\, \beta_o R\, R_L C_{b'c}}{(1 + j\omega \dfrac{\beta_o}{\omega_T}) \; (1 + j\omega\, C_L R_L) + j\omega\, \beta_o R_L C_{b'c}} \qquad 2\text{-}5\text{-}9$$

Calculemos ahora

$$V_1 = \frac{V_i}{Z_T} \cdot \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 + Z_2} = V_i \; \frac{\beta_o \cdot r_e \; (1 + j\omega\, C_L R_L)}{(1 + j\omega\, C_L R_L) \; [R \; (1 + j\omega \dfrac{\beta_o}{\omega_T}) + \beta_o \cdot r_e] + j\omega\, \beta_o R_L R\, C_{b'c}} \qquad 2\text{-}5\text{-}10$$

y como sea que

$$V_u = - \frac{V_1}{r_e} \cdot Z_L \qquad 2\text{-}5\text{-}11$$

por sustitución se obtiene:

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{-\beta_o R_L}{\dfrac{\beta_o R\, R_L C_L}{\omega_T} \; (j\omega)^2 + [R_L C_L \; (\beta_o r_e + R) + \beta_o R \; (\dfrac{1}{\omega_T} + R_L C_{b'c})] j\omega + (R + \beta_o r_e)} = \qquad 2\text{-}5\text{-}12$$

$$= \frac{-\beta_o R_L}{a \; (j\omega)^2 + b \, j\omega + c}$$

Como se ha visto en el párrafo precedente, la determinación de la frecuencia de corte es inmediata cuando el denominador de la función de transferencia se halla factorizado; para proceder de modo fácil a la factorización es suficiente que se cumpla la condición:

$$b \gg \frac{a\,c}{b} \qquad 2\text{-}5\text{-}13$$

entonces el denominador puede reducirse a la forma aproximada:

$$c\,\left(1 + j\omega\frac{b}{c}\right)\left(1 + j\omega\frac{a}{b}\right) \qquad 2\text{-}5\text{-}14$$

Puesto que en nuestro caso se satisface dicha condición, como puede comprobarse fácilmente, la relación V_u / V_i toma la forma:

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{-G_0}{\left(1 + j\dfrac{\omega}{\omega_1}\right)\left(1 + j\dfrac{\omega}{\omega_2}\right)} \qquad 2\text{-}5\text{-}15$$

en donde

$$G_o = \frac{-\beta_o R_L}{R + \beta_o r_e} \qquad 2\text{-}5\text{-}16$$

$$\omega_1 = \frac{R + \beta_o r_e}{R_L C_L (\beta_o r_e + R) + \beta_o R \left(\dfrac{1}{\omega_T} + R_L C_{b'c}\right)} \qquad 2\text{-}5\text{-}17$$

$$\omega_2 = \omega_T \frac{R_L C_L (\beta_o r_e + R) + \beta_o R \left(\dfrac{1}{\omega_T} + R_L C_{b'c}\right)}{\beta_o R R_L C_L} \qquad 2\text{-}5\text{-}18$$

Con el fin de comprobar todo lo expuesto se realizaron cálculos y medidas en dos amplificadores idénticos que utilizaban respectivamente un transistor 2N930 y BCY12. El circuito es el habitual (fig. 2-5-5) y son válidas todas las consideraciones anteriores.

Circuito con el transistor 2N930

Se adoptaron los siguientes valores:

$R_L = 15 \times 10^3\,\Omega$
$C_L = 10.000$ pF
$\beta_o = 165$
$r_e = 25\,\Omega$
$R = 1$ kΩ
$C_{b'c} = 8$ pF
$\omega_T = 6{,}28 \cdot 3 \cdot 10^7$ rad/sec

Por sustitución se obtiene:

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{-487}{(1 + j\omega\,1{,}56 \cdot 10^{-4})\,(1 + j\omega\,1{,}66 \cdot 10^{-7})} =$$

$$= \frac{-G_0}{(1 + j\omega/\omega_1)\,(1 + j\omega/\omega_2)} \qquad 2\text{-}5\text{-}19$$

Como se puede observar en esta expresión, la curva se caracteriza por un trazo de pendiente nula hasta f_1, un trazo de pendiente 6 dB/octava desde f_1 hasta f_2 y un trazo de pendiente 12 dB/octava desde f_2 en adelante (fig. 2-5-7), y ello debido a que la capacidad de carga impone al sistema otra frecuencia característica.

De la expresión 2-5-19 se obtienen los siguientes valores:

$G_o = 52{,}5$ dB
$f_1 = 1030$ Hz, $f_2 = 960$ kHz 2-5-20

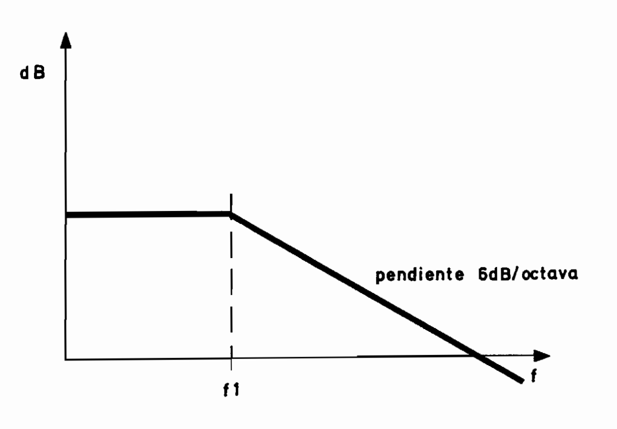


Fig. 2-5-7. Curva de respuesta del circuito de la fig. 2-5-5

Las medidas realizadas en el circuito han dado los siguientes resultados:

$G_0 = 52{,}5$ dB
$f_1 = 1300$ Hz 2-5-21
$f_2 = 600$ kHz

Circuito con el transistor BCY12

Se han considerado válidos para el cálculo los siguientes parámetros:

$R_L = 15 \times 10^3\,\Omega$
$C_L = 10.000$ pF
$\beta_o = 15$
$r_e = 25\,\Omega$ 2-5-22
$R = 1\,k\Omega$
$C_{b'c} = 90$ pF
$\omega_T = 6{,}28 \cdot 1{,}5 \cdot 10^6$ rad/sec

Los cálculos y las medidas referentes a este circuito han dado los siguientes resultados:

Cálculos: $G_o = 44$ dB
$f_1 = 960$ Hz
$f_2 = 133$ kHz 2-5-23
Medidas: $G_o = 41$ dB
$f_1 = 1000$ Hz
$f_2 = 200$ kHz

Los cálculos referentes a esta disposición del circuito (carga *RC)* constituyen la base para el cálculo de un amplificador de dos etapas, puesto que la impedencia de entrada de la segunda etapa casi siempre puede equipararse a una resistencia y una capacidad en paralelo, cuyos valores suelen estar determinados por los parámetros y por la polarización de los transistores utilizados.

En lo sucesivo, el análisis de la curva ganancia-frecuencia se realizará por el método de los gráficos de flujo. Este método resulta particularmente conveniente en el caso de varias etapas, cuando los métodos algebraicos ordinarios complican excesivamente el análisis.

Este método se introducirá con el análisis de un circuito sencillo como el de un amplificador de una etapa en emisor común y con realimentación serie-serie. Más adelante, se extenderá el método al caso de un amplificador de tres etapas. En la fig. 2-5-8 se ha representado el circuito del amplificador de una sola etapa en emisor común y con realimentación serie-serie.

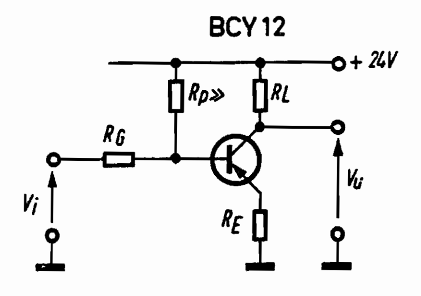


Fig. 2-5-8. Etapa amplificadora con realimentación serie-serie

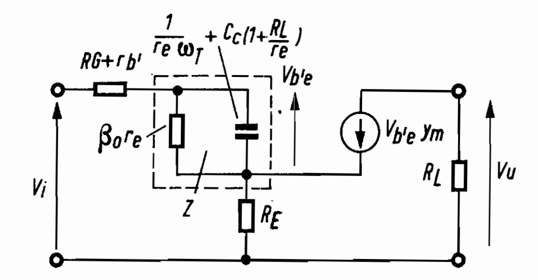


Fig. 2-5-9. Circuito equivalente al de la fig. 2-5-8

Se toma como circuito equivalente el de la figura 2-5-9, en donde se observa:

$$Z = \frac{\beta_o r_e}{1 + j\omega\,\beta_o r_e \left[\frac{1}{r_e \omega_T} + C_c\left(1 + \frac{R_L}{r_e}\right)\right]} \quad \text{2-5-24}$$

El circuito de la fig. 2-5-9 se representa mediante el sistema de ecuaciones lineales:

$$V_i = (R + Z)\, i_b + R_E\,(i_b + \gamma_m V_{b'e})$$
$$V_u = -R_L V_{b'e} \gamma_m \quad \text{2-5-25}$$

Como $V_{be} = Z\, i_b$, el sistema en forma normal se escribe:

$$V_i - (R + Z + R_E + Z R_E \gamma_m)\, i_b = 0 \;(\equiv N_1) \quad \text{2-5-26}$$

$$V_u + R_L Z \gamma_m i_b = 0 \quad (\equiv N_2) \quad \text{2-5-26}$$

en donde N_1, N_2 se estudiarán a continuación.

Dicho sistema puede representarse mediante el gráfico de la fig. 2-5-10, llamado gráfico N, en el cual V_i, i_b y V_u se representan por los nudos superiores, mientras que las ramas corresponden a los coeficientes de dichas variables; en el sistema normal, los nudos inferiores representan los términos del segundo miembro de la ecuación, que en nuestro caso son nulos.

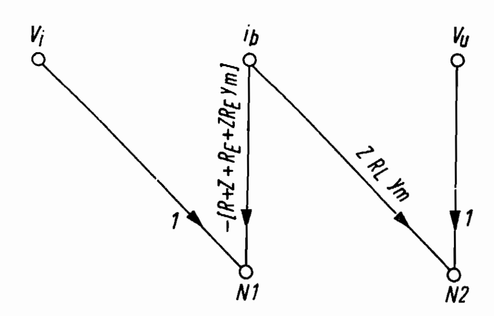


Fig. 2-5-10. Gráfico N

Las variables pasan a los nudos inferiores mediante los coeficientes correspondientes representados por las ramas.

Puesto que se desea obtener la relación V_u / V_i, se modifica el gráfico hasta obtener el de la fig. 2-5-11, para mostrar de la manera más clara posible que V_u es función de i_b y, por tanto, de V_i.

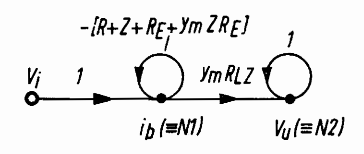


Fig. 2-5-11. Gráfico N simplificado

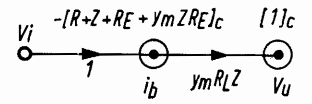


Fig. 2-5-12. Gráfico C o de Coates

Para ello se superponen los nudos N_1 y N_2 con los i_b y V_u respectivamente, con lo que se obtiene un sentido único de circulación entre V_i y V_u.

En lugar del gráfico de la fig. 2-5-11 se utiliza con ventaja el gráfico C o de Coates (fig. 2-5-12). De éste, que se denomina gráfico completo original, pueden obtenerse otros gráficos definidos del siguiente modo:

a) *gráfico de cadena completo,* obtenido al suprimir algunas ramas y algunos nudos, de manera que el nudo de la fuente y el de la utilización presenten sólo, respectivamente, una rama de salida y una rama de entrada. Los restantes nudos deben quedar como nudos de la cadena y poseer una sola rama de entrada y una sola rama de salida. Por lo demás, este gráfico debe contener la totalidad de los nudos del gráfico original.
En nuestro caso: fig. 2-5-13.

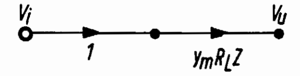


Fig. 2-5-13. Gráfico de cadena completo

b) *gráfico frío,* obtenido al eliminar el nudo de la fuente.
En nuestro caso: fig. 2-5-14.

-[R+Z RE+Ym Z RE]c [1]c
ib Ym RL Z Vu

Fig. 2-5-14. Gráfico frío

c) *gráfico de cadena completo frío,* representado por todos los anillos de transmisión del gráfico frío.
En nuestro caso: fig. 2-5-15.

-[R+Z+RE+Ym ZRE]c [1]c
ib Vu

Fig. 2-5-15. Gráfico de cadena completo frío

La expresión de la ganancia V_u / V_i puede obtenerse directamente aplicando la fórmula de Coates los gráficos C antes descritos. Dicha fórmula se puede escribir:

$$G = \frac{V_u}{V_i} = \frac{\sum_v (-)^{L_v} \Pi_v}{\sum_u (-)^{L_u} \Pi_u^o} \qquad 2\text{-}5\text{-}27$$

en donde:

— el símbolo v se refiere al gráfico de cadena completo original (fig. 2-5-12)

— el símbolo u se refiere al gráfico de cadena completo frío (fig. 2-5-15)

— L_v es el número de anillos contenidos en el gráfico de cadena completo del gráfico original.

— L_u es el número de anillos contenidos en el gráfico de cadena completo frío.

— Π_v es el número de las ganancias de los bucles y de la ganancia del camino directo contenido en el gráfico de cadena completo del gráfico original.

— Π_u^o es el producto de todas las ganancias de los bucles contenidos en el gráfico de cadena completo frío.

De este modo, al examinar el gráfico de la figura 2-5-12 se obtiene:

$$L_v = 0 \qquad 2\text{-}5\text{-}28$$
$$\Pi_v = \gamma_m Z R_L$$

y del gráfico de la fig. 2-5-15:

$$L_u = 2 \qquad 2\text{-}5\text{-}29$$
$$\Pi_u^o = (R + Z + R_E + \gamma_m R_E Z)$$

Por tanto:

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{(-)^0 \gamma_m R_L Z}{(-)^2 [-(R + Z + R_E + \gamma_m R_E Z)]} =$$

$$= -\frac{\gamma_m R_L Z}{R + Z + R_E + \gamma_m R_E Z} \qquad 2\text{-}5\text{-}30$$

Desde luego:

$$\gamma_m = \frac{1}{r_e \left(1 + j\omega \dfrac{m}{\omega_\alpha}\right)} \qquad 2\text{-}5\text{-}31$$

en donde:

$$\omega_\alpha = 2 \pi f_T (1 + m) \qquad 2\text{-}5\text{-}32$$

en la cual m (que vale entre 0,22 y 0,5) es un coeficiente de corrección de la fase que tiene en cuenta que la variación de la ganancia α en función de la frecuencia es más compleja de lo supuesto: se presenta más de una frecuencia característica, lo que produce errores despreciables en la característica de amplitud, pero no en la de fase.

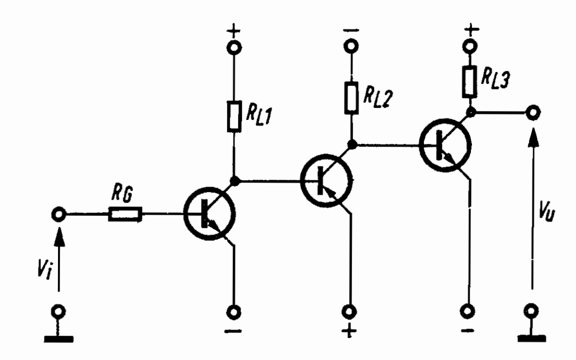


Fig. 2-5-16. Mitad de un amplificador diferencial de tres etapas

Para el circuito que se estudia y con el transistor BCY12, se consideran válidos los parámetros siguientes.

$$\begin{aligned} R_L &= 15\,\text{k}\Omega \\ R_G + r_{b'} &= 1\,\text{k}\Omega \\ R_E &= 100\,\Omega \\ f_T &= 1{,}5\,\text{MHz} \\ C_{b'c} &= 90\,\text{pF} \\ \beta_o &= 15 \\ r_e &= 25\,\Omega \\ m &= 0{,}5 \end{aligned} \qquad 2\text{-}5\text{-}33$$

que conducen a los valores:

$$\gamma_m = \frac{1}{25\ (1 + j\omega\, 3.55 \cdot 10^{-8})} \qquad 2\text{-}5\text{-}34$$

$$Z = \frac{375}{1 + j\omega\, 2.15 \cdot 10^{-5}}$$

Y, por consiguiente, la ganancia se expresa por:

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{-73}{(1 + j\omega\, 0{,}84 \cdot 10^{-5})\ (1 + j\omega\, 3{,}53 \cdot 10^{-8})} =$$

$$= \frac{-G_0}{(1 + \frac{j\omega}{\omega_1})\ (1 + \frac{j\omega}{\omega_2})} \qquad 2\text{-}5\text{-}35$$

en donde el signo menos indica la inversión de fase entre la entrada y la salida.

Por tanto, se tiene:

$$G_0 = 37{,}3 \text{ dB}$$
$$f_1 = 19 \text{ kHz} \qquad 2\text{-}5\text{-}36$$
$$f_2 = 4{,}5 \text{ MHz}$$

Las medidas han dado los resultados siguientes:

$$G_0 = 35 \text{ dB}$$
$$f_1 = 23 \text{ kHz} \qquad 2\text{-}5\text{-}37$$
$$f_2 = 3{,}5 \text{ MHz}$$

El análisis que sigue de la curva de respuesta se refiere a un amplificador de tres etapas diferenciales, el cual constituye la base del amplificador fundamental que se estudiará a continuación. Por lo que se refiere a la curva de respuesta, dicho amplificador puede analizarse como un amplificador formado por etapas sencillas.

El circuito empleado en este análisis es el de la figura 2-5-16.

Para tal configuración, es válido el circuito equivalente de la fig. 2-5-17.

El circuito equivalente simplificado se muestra en la fig. 2-5-18.

Las admitancias *C*, *B* y *A* se obtienen del circuito equivalente de la fig. 2-5-17:

$$C = g_{b'e3} + j\omega\ (C_{b'e3} + C_{b'c3}\, g_{m3}\, R_{L3}) \qquad 2\text{-}5\text{-}38$$

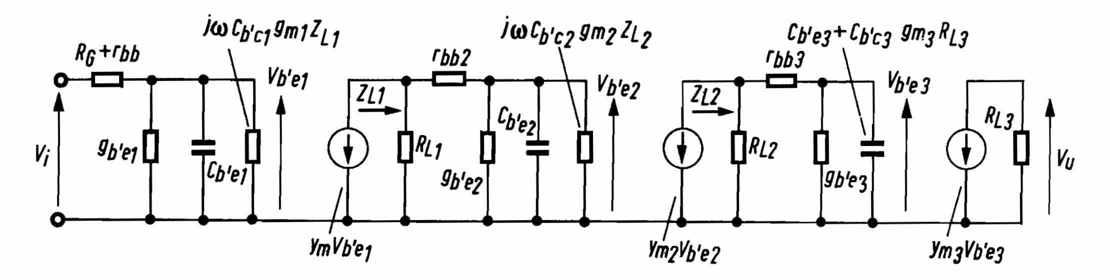


Fig. 2-5-17. Circuito equivalente al de la fig. 2-5-16

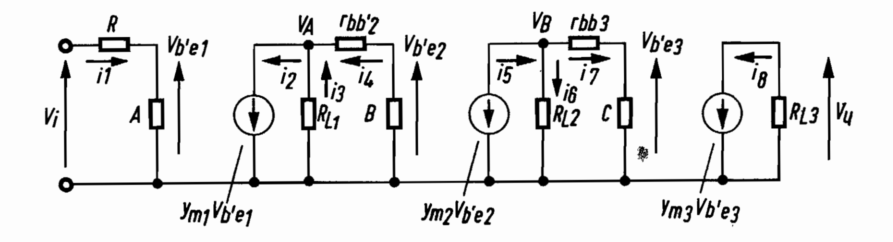


Fig. 2-5-18. Circuito simplificado equivalente al de la figura 2-5-16

$$B = g_{b'e2} + j\omega \left[C_{b'e2} + C_{b'c2}\, g_{m2} \frac{R_{L2}\ (1 + C\, r_{bb3})}{1 + C\ (R_{L2} + r_{bb3})} \right] \tag{2-5-38}$$

$$A = g_{b'e1} + j\omega \left[C_{b'e1} + C_{b'c1}\, g_{m1} \frac{R_{L1}\ (1 + B\, r_{bb2})}{1 + B\ (R_{L1} + r_{bb2})} \right]$$

Mediante el circuito equivalente de la fig. 2-5-18 se llega al gráfico N que muestra la fig. 2-5-19.

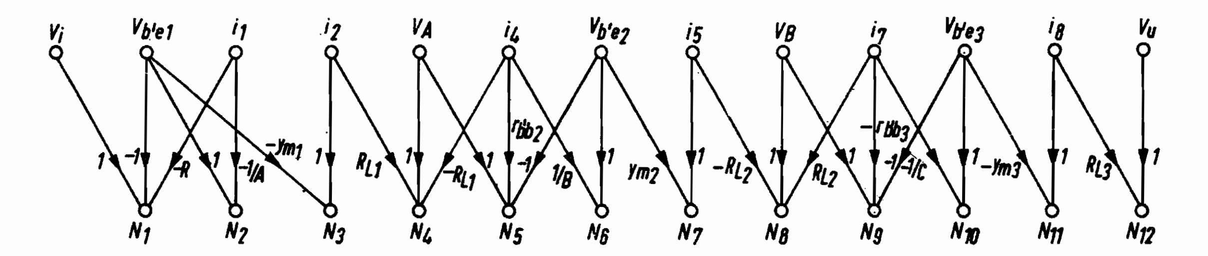


Fig. 2-5-19. Gráfico N del circuito de la fig. 2-5-16

Con el fin de calcular directamente la ganancia V_u/V_i mediante la fórmula de Coates, se transforma el gráfico N en gráfico C (fig. 2-5-20), el cual mediante los criterios de reducción de los gráficos C se simplifica en la forma que indica la fig. 2-5-21. De éste se obtienen el gráfico de cadena completo (fig. 2-5-22) y el gráfico de cadena completo frío (figura 2-5-23):

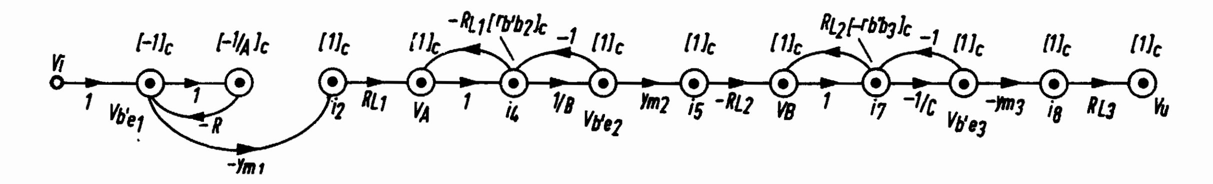


Fig. 2-5-20. Gráfico C obtenido del gráfico N de la figura 2-5-19

Fig. 2-5-21. Gráfico C simplificado

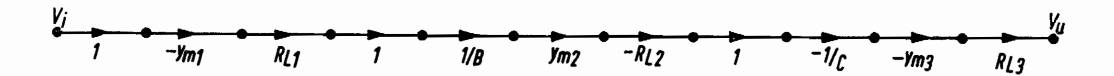


Fig. 2-5-22. Gráfico de cadena completo

$[-1-RA]_C$ $[1]_C$ $[1]_C$ $[r_{bb2}+R_{L1}+\frac{1}{B}]_C$ $[1]_C$ $[1]_C$ $[1]_C$ $-[r_{bb3}+R_{L2}+\frac{1}{C}]_C$ $[1]_C$ $[1]_C$ $[1]_C$

Fig. 2-5-23. Gráfico de cadena completo frío

Del gráfico de la fig. 2-5-22 se obtiene:

$L_v = 0$ 2-5-39

$$\Pi_v = (-y_{m1}) R_{L1} \left(\frac{1}{B}\right) (y_{m2}) (-R_{L2}) \left(\frac{-1}{C}\right) (-y_{m3}) R_{L3} = \frac{y_{m1}\, y_{m2}\, y_{m3}\, R_{L1}\, R_{L2}\, R_{L3}}{B \cdot C}$$

por tanto, el numerador será: 2-5-40

$$\sum_v (-) L_v \Pi_v = (-)^0 \cdot \left(\frac{y_{m1}\, y_{m2}\, y_{m3}\, R_{L1\ L2}\, R_{L3}}{B \cdot C}\right) = \frac{y_{m1}\, y_{m2}\, y_{m3}\, R_{L1}\, R_{L2}\, R_{L3}}{B \cdot C}$$

Del gráfico de la fig. 2-5-23 se obtiene:

$L_u = 11$ 2-5-41

$$\Pi_u^o = + (1 + RA) \left(r_{bb2} + R_{L1} + \frac{1}{B}\right) \left(r_{bb3} + R_{L2} + \frac{1}{C}\right)$$

de donde el denominador:

$$\sum_u (-) L_u \Pi_u^o = (-)^{11} \left[(1 + RA) \left(r_{bb2} + R_{L1} + \frac{1}{B}\right) \left(r_{bb3} + R_{L2} + \frac{1}{C}\right)\right]$$

$$= - (1 + RA) \left(r_{bb2} + R_{L1} + \frac{1}{B}\right) \left(r_{bb3} + R_{L2} + \frac{1}{C}\right) \quad \text{2-5-42}$$

La expresión final de la ganancia es:

$$\frac{V_u}{V_i} = - \frac{\gamma_{m1}\, \gamma_{m2}\, \gamma_{m3}\, R_{L1}\, R_{L2}\, R_{L3} / B \cdot C}{(1 + RA) \left(r_{bb2} + R_{L1} + \frac{1}{B}\right) \left(r_{bb3} + R_{L2} + \frac{1}{C}\right)} \quad \text{2-5-43}$$

Con el fin de comprobar cuanto antecede se han realizado los cálculos y las medidas en el circuito de la fig. 2-5-24.

Como se puede observar representa una de las vías simétricas de un amplificador de tres etapas diferenciales.

No se han indicado las tensiones de polarización, ya que son típicas de un amplificador diferencial y sin validez en el caso de un amplificador asimétrico.

En la tabla 2-5 se resumen los parámetros necesarios para el análisis de la curva de respuesta.

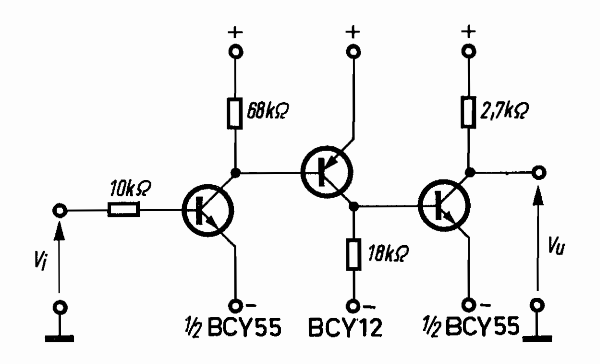


Fig. 2-5-24. Mitad del amplificador diferencial de tres etapas con los valores de sus componentes

TABLA 2-5

$T_1 = (1/2$ BCY 55)	$T_2 =$ (BCY 12)	$T_3 = (1/2)$ BCY 55)
$I_{C1} \cong 200\,\mu A$	$I_{C2} \cong 0.8$ mA	$I_{C3} \cong 8.9$ mA
$\beta_{o1} = 150$	$\beta_{o2} = 15$	$\beta_{o3} = 600$
$r_{e1} = 125\,\Omega$	$r_{e2} = 31\,\Omega$	$r_{e3} = 2{,}8\,\Omega$
$f_{r1} = 30$ MHz	$f_{T2} = 1.5$ MHz	$f_{T3} = 30$ MHz
$g_{b'e1} \cong \dfrac{1}{\beta_o r_e} = \dfrac{1}{150 \cdot 125}\,\Omega^{-1}$	$g_{b'e2} = \dfrac{1}{15 \cdot 31}\,\Omega^{-1}$	$g_{b'e3} = \dfrac{1}{600 \cdot 2.8}\,\Omega^{-1}$
$C_{b'c1} = 5$ pF	$C_{b'c2} = 90$ pF	$C_{b'c3} = 5$ pF
$C_{b'e1} \cong \dfrac{1}{r_e\,\omega_T} \cong 42{,}5$ pF	$C_{b'e2} = 3450$ pF	$C_{b'e3} = 1890$ pF
$r_{b'b1} + R_G \cong 10^4\,\Omega = R$	$r_{b'b2} = 100\,\Omega$	$r_{b'b3} = 100\,\Omega$
$y_{m1} = \dfrac{\alpha_o g_e}{1 + j\omega \dfrac{m}{\omega_\alpha}} \cong \dfrac{7{,}95 \cdot 10^{-3}}{1 + j\omega\, 10^{-9}}$	$y_{m2} \cong \dfrac{3 \cdot 10^{-2}}{1 + j\omega\, 1{,}77 \cdot 10^{-8}}$	$y_{m3} \cong \dfrac{3{,}56 \cdot 10^{-1}}{1 + j\omega\, 10^{-9}}$
$G_{L1} = \dfrac{1}{68 \cdot 10^3}\,\Omega^{-1}$	$G_{L2} = \dfrac{1}{18 \cdot 10^3}\,\Omega^{-1}$	$G_{L3} = \dfrac{1}{2{,}7 \cdot 10^3}\,\Omega^{-1}$

Entonces se pueden calcular los valores complejos de las admitancias *A*, *B* y *C* mediante las expresiones dadas anteriormente, en las que por sustitución de valores se obtiene:

$$C = 5{,}95 \cdot 10^{-4} + j\omega\, 6{,}70 \cdot 10^{-9} \qquad \text{2-5-44}$$

$$B = 2{,}15 \cdot 10^{-3} \frac{(1 + j\omega\, 1{,}38 \cdot 10^{-5})\ (1 + j\omega\, 1{,}29 \cdot 10^{-6})}{(1 + j\, 1{,}03 \cdot 10^{-5})}$$

$$A = 5{,}34 \cdot 10^{-5} + j\omega\, 6{,}48 \cdot 10^{-11} \frac{(1 + j\omega\, 1{,}36 \cdot 10^{-5})\ (1 + j\omega\, 9{,}27 \cdot 10^{-7})}{(1 + j\omega\, 1{,}5 \cdot 10^{-5})\ (1 + j\omega\, 1{,}18 \cdot 10^{-6})}$$

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{7{,}85 \cdot 10^{4}}{(1 + j\omega\, 1{,}3 \cdot 10^{-5})\ (1 + j\omega\, 1{,}41 \cdot 10^{-6})\ (1 + j\omega\, 3{,}25 \cdot 10^{-7})\ (1 + j\omega\, 1{,}77 \times 10^{-8})} \times$$

$$\times \frac{1}{(1 + j\omega\, 10^{-9})^2} = \frac{G_0}{(1 + j\dfrac{\omega}{\omega_1})\ (\ldots)\ldots (1 + j\dfrac{\omega}{\omega_6})} \qquad \text{2-5-45}$$

En esta expresión se distinguen una ganancia G_0 y seis frecuencias características (tantas como factores tiene el denominador). Despreciando los factores con coeficiente de $j\omega$ menor que 10^{-7}, que corresponden a frecuencias características muy elevadas, se obtienen las tres frecuencias características principales:

$$f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = \frac{10^5}{6{,}28 \cdot 1{,}3} = 12{,}2 \text{ kHz}$$

$$f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} = \frac{10^6}{6{,}28 \cdot 1{,}41} = 114 \text{ kHz} \qquad \text{2-5-46}$$

$$f_3 = \frac{\omega_3}{2\pi} = \frac{10^7}{6{,}28 \cdot 3{,}25} = 500 \text{ kHz}$$

$$G_0 = 98 \text{ dB}$$

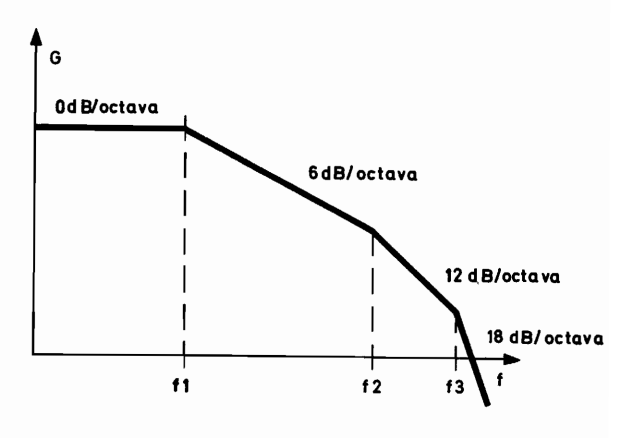


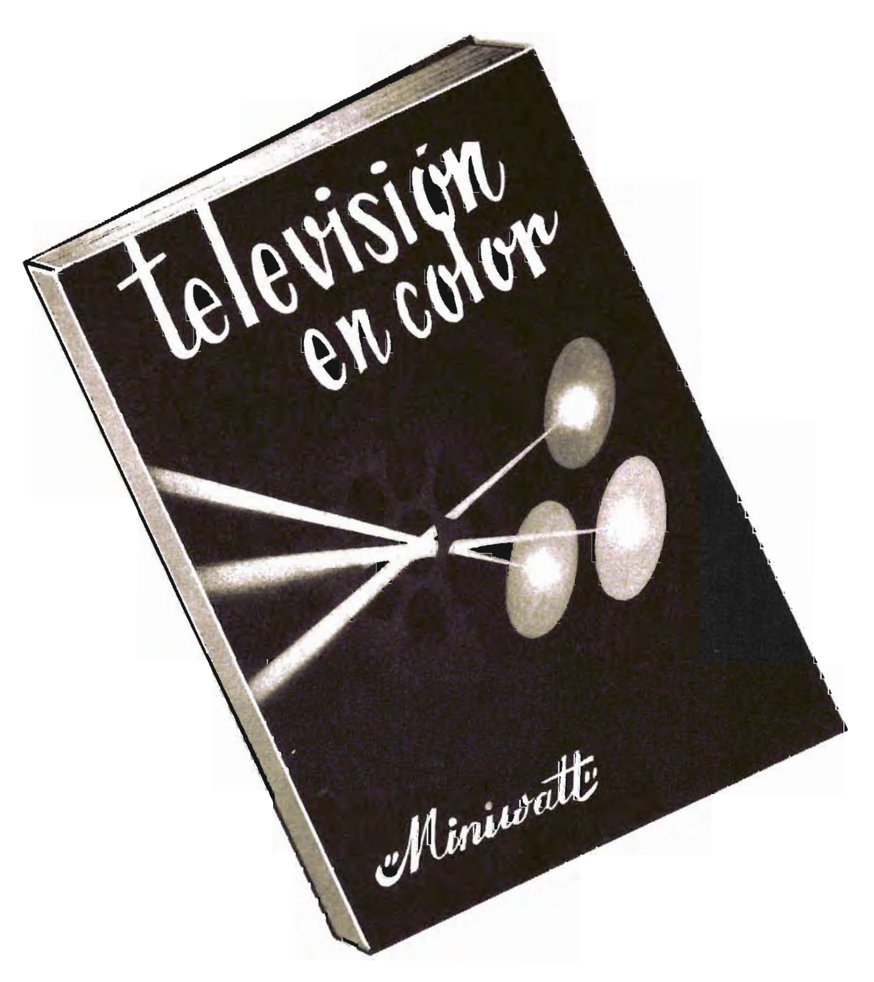
Fig. 2-5-25. Curva de respuesta del amplificador de la fig. 2-5-24

Si se traza dicha curva en escala semilogarítmica, se nota que su pendiente aumenta en 6 dB/octava al pasar por cada una de las frecuencias características (fig. 2-5-25). Así, la pendiente final de esa curva es por lo menos de 18 dB/octava, a lo que corresponde una fase que tiende a 270°. Esto pone de manifiesto el problema de la estabilidad de frecuencia cuando se desea realimentar totalmente el amplificador. Las medidas realizadas han dado los siguientes resultados:

$$G_0 = 100 \text{ dB}$$
$$f_1 = 15 \text{ kHz} \qquad \text{2-5-47}$$
$$f_2 = 120 \text{ kHz}$$
$$f_3 = 600 \text{ kHz}$$

Además de prevenir parte de los inconvenientes (inestabilidades) que inexorablemente se presentan al aplicar realimentación negativa en un amplificador de tres etapas, se introducen correcciones en el interior del propio amplificador sin realimentación, de modo que la pendiente de la caída de amplificación disminuya a 6 dB/octava ó 12 d/B octava.

Las pendientes típicas de los amplificadores operacionales comerciales son de 6 dB/octava. Los tipos de 12 dB/octava, ventajosos en determinados casos, exigen mayor atención al aplicar realimentación negativa al amplificador.



Número extraordinario de la Revista Miniwatt dedicado a la televisión en color

Un volumen de 128 páginas, profusamente ilustradas con figuras a cuatro colores. Tamaño y presentación igual al de la Revista Miniwatt.

Es un moderno y completo estudio sobre la colorimetría, los sistemas de televisión en color y los circuitos del receptor de televisión en color, con detallada descripción de circuitos prácticos para los sistemas SECAM y PAL.

Precio del ejemplar: 125 pesetas

Precio especial a suscriptores de la Revista Miniwatt: 90 ptas.

AMPLIFICADOR ESTEREOFÓNICO (1 vatio)

Se describe un sencillo amplificador estereofónico de un vatio; de fácil realización, en el que se emplea un pequeño número de componentes.

El circuito que se describe utiliza el mínimo número de componentes necesarios para asegurar la obtención de buenos resultados. Se utilizan cuatro transistores acoplados en c.c. y una etapa de salida de simetría complementaria. La realimentación empleada proporciona una elevada impedancia de entrada, con lo cual se obtiene una buena respuesta para las frecuencias bajas con un fonocaptor cerámico.

Se utiliza una fuente de alimentación muy simple, que emplea un diodo rectificador y un condensador de filtro común para ambos canales. Los circuitos de base de los transistores de entrada de cada canal están desacoplados mediante una red RC común.

El transformador entrega 6 V y es capaz de suministrar una corriente de 1 A. La tensión de alimentación en reposo no debe sobrepasar los 9 V en ningún caso, puesto que para reducir el coste no se utilizan resistores de compensación de temperatura en la etapa de salida y, por consiguiente, es necesario limitar la disipación de los transistores de salida. Si se utilizase una tensión de alimentación mayor y/o un altavoz de impedancia menor, sería preciso intercalar un resistor NTC entre bases de los transistores de salida y emplear resistores de emisor en dichos transistores.

Los controles de tono deben montarse en tándem, mientras que los controles de volumen serán independientes.

Resultados

Potencia de salida	
(Alimentación 9 V, 160 mA)	900 mW
Distorsión	
(1 W, 1 kHz, 9 V) . . .	10 %
(700 mW)	2 %
Sensibilidad	
900 mW, 1 kHz a través de 1 nF	600 mV
Respuesta (— 3 dB) a máx. volumen	110 a 11500 Hz
Margen del control de tono (a 10 kHz)	— 12 dB

Esquema del circuito de un canal para un amplificador estereofónico de un vatio.

UNIDADES MAGNÉTICAS EN EL SISTEMA INTERNACIONAL

Este artículo es un estudio de las unidades magnéticas en el sistema internacional (SI), tal como se obtienen a partir de la teoría básica del magnetismo, precedido por una breve descripción del sistema de unidades SI.

Desarrollo del sistema de unidades SI

Puede definirse un conjunto coherente de unidades para las magnitudes mecánicas, partiendo de tres unidades fundamentales — las de longitud, masa y tiempo. Todas las magnitudes mecánicas — por ejemplo, velocidad, energía o momento de inercia — pueden expresarse en función de estas tres unidades fundamentales. Históricamente, el primer sistema de unidades mecánicas que obtuvo la aceptación general del mundo científico fue el sistema c.g.s., que data de mediados del siglo diecinueve. Este sistema usaba el centímetro, el gramo y el segundo como unidades fundamentales.

Aparecieron complicaciones cuando el sistema c.g.s. fue aplicado a los fenómenos eléctricos y magnéticos. Se necesitaba por lo menos otra unidad fundamental para definir las magnitudes eléctricas o magnéticas y, de hecho, se formaron dos sistemas paralelos: el sistema c.g.s. electrostático y el c.g.s. electromagnético.

En el sistema c.g.s. electrostático, la ley experimental cuadrática inversa de la fuerza entre dos cargas eléctricas puede aprovecharse para definir la unidad básica de carga eléctrica en función de una constante, la constante dieléctrica del vacío. De modo semejante, la fuerza observada entre dos polos magnéticos permite definir la unidad de intensidad de polo magnético en función de la permeabilidad del vacío. Estas dos constantes recibieron el valor unidad.

Por desgracia, las unidades correspondientes a la misma magnitud obtenidas en los dos sistemas difieren a veces considerablemente. La unidad de corriente, por ejemplo, en el sistema electrostático — el statamperio — no es igual a la unidad de corriente en el sistema electromagnético, el abamperio. Además, el abamperio del sistema electromagnético era una unidad demasiado grande para la práctica corriente de la electricidad, mientras que el abvoltio era excesivamente pequeña. Así se multiplicó el abamperio por 10^{-1}, obteniendo el amperio, y el abvoltio por 10^{8} para dar el voltio. Estas últimas unidades, junto con las correspondientes derivadas de ellas, culombio, ohmio y vatio, fueron incorporadas al sistema c.g.s. mecánico, dando lugar a un tercer sistema, el sistema práctico.

En 1904, G.L.T. Giorgi demostró que las unidades prácticas del electromagnetismo podían relacio-

narse directamente con las unidades fundamentales, si las unidades de longitud y masa del sistema c.g.s. se sustituían por el metro y el kilogramo. La unidad de tiempo continuaba siendo el segundo, y la cuarta unidad fundamental requerida por las magnitudes electromagnéticas era el amperio. Por esto el sistema Giorgi fue conocido con el nombre de sistema m.k.s., o sistema m.k.s.a. Otra ventaja del sistema Giorgi era su «racionalización». En vez de escoger la unidad como valor de la permeabilidad del vacío, se introdujo el factor 4π. Como consecuencia de ello, en las ecuaciones que definen sistemas eléctricos o magnéticos con simetría cilíndrica, aparece el factor 2π. En sistemas de simetría esférica, aparece el factor 4π.

Aunque inicialmente se prestó poca atención al sistema de Giorgi, desde 1935 aproximadamente el interés aumentó. En 1960, la Conferencia General de Pesos y Medidas incorporó el sistema m.k.s. a un sistema completo de unidades, conocido con el nombre de *Système International d'Unités* (SI). Actualmente el SI es el sistema normalizado para la ciencia y la tecnología en todas partes donde se emplea el sistema métrico. Hay seis unidades fundamentales. Además del metro, el kilogramo, el segundo y el amperio ya mencionados, las otras unidades fundamentales son el grado Kelvin para magnitudes termodinámicas y la candela para fotometría.

Teoría clásica de un polo magnético aislado

Antes de considerar las unidades magnéticas SI daremos un breve resumen de la deducción de las principales magnitudes magnéticas. Un buen punto de partida para el desarrollo de la teoría magnética clásica es la fuerza que se observa entre dos polos magnéticos.

Aunque no puede existir un polo magnético aislado, puede conseguirse una buena aproximación utilizando imanes largos y de pequeño diámetro. Los experimentos realizados con ellos han demostrado que la fuerza entre dos polos magnéticos depende de:

— la intensidad y la polaridad de los polos magnéticos,
— las propiedades magnéticas del medio que los separa,
— el cuadrado de la distancia entre ellos.

Esta relación puede expresarse matemáticamente como:

$$F \propto \frac{m_1 \cdot m_2}{x^2},$$

en que m_1 y m_2 representan la intensidad y la polaridad de los dos polos y x la distancia entre ambos. Es la bien conocida ley cuadrática inversa.

Si los dos polos m_1 y m_2 tienen la misma fuerza y se considera igual a la unidad la constante de proporcionalidad, la intensidad de un polo puede expresarse en términos de la fuerza unidad y de la distancia unidad. Así en el sistema c.g.s., la intensidad de polo unidad se definió como la intensidad del polo que al ser colocado a un centímetro de otro polo igual produciría una fuerza de una dina.

En el sistema SI, la ecuación de la fuerza entre dos polos magnéticos puede escribirse:

$$F = \frac{m_1 \cdot m_2}{4\pi\mu x^2}, \qquad (1)$$

en donde μ es la permeabilidad magnética del medio que separa ambos polos.

La intensidad del campo magnético en un punto se define como la fuerza que actúa sobre el polo unidad en este punto. Así la intensidad de campo magnético H puede obtenerse a partir de la ecuación 1, haciendo m_2 igual a la unidad, con lo que tenemos la expresión general:

$$H = \frac{m}{4\pi\mu x^2}, \qquad (2)$$

en la que x es la distancia entre el polo m, que produce el campo magnético, y el punto en el que se mide la intensidad del campo.

Un polo magnético aislado m produce un flujo magnético Φ en todas direcciones, que es del mismo valor que m, sea el que sea el medio que rodea al polo. Así tenemos:

$$\Phi = m. \qquad (3)$$

La densidad de flujo B en un punto que dista x de un polo m es el flujo por unidad de superficie (perpendicular a la dirección de Φ), es decir:

$$B = \frac{\text{flujo}}{\text{superficie de la esfera de radio } x}$$

y por la ecuación 3:

$$B = \frac{m}{4\pi x^2}. \qquad (4)$$

Si comparamos la intensidad de campo y la densidad de flujo en un mismo punto, las ecuaciones 2 y 4 nos dan:

$$B = \frac{m}{4\pi x^2},$$

$$H = \frac{m}{4\pi\mu x^2} = \frac{B}{\mu}.$$

Y así:

$$\mu = \frac{B}{H}. \qquad (5)$$

Unidades magnéticas del Sistema Internacional

Según lo visto en la sección precedente, las principales magnitudes magnéticas son:

Intensidad de campo H,
Flujo Φ,
Densidad de flujo B,
Permeabilidad μ.

La unidad de intensidad de campo (el oersted del sistema c.g.s.) es el *amperio por metro.*

La unidad de *flujo* (el maxwell cegesimal, o línea de fuerza) es el *weber.*

La unidad de *densidad de flujo* (el gauss en c.g.s.) es el weber por metro cuadrado, o *tesla.*

La unidad de *permeabilidad* es el *henrio por metro.*

Los factores de conversión entre estas unidades SI y las unidades cegesimales se indican en la tabla al final del artículo.

Otra cantidad magnética que se usa comúnmente es el producto *BH,* que es una medida de la energía magnética disponible en un punto concreto. La unidad cegesimal de esta magnitud era el gauss-oersted, y la unidad SI es el tesla-amperio por metro.

Unidades de intensidad de campo y de permeabilidad

A primera vista puede parecer extraño que la unidad de intensidad de campo magnético sea el amperio por metro y que la de permeabilidad sea el henrio por metro. A continuación indicamos el método por el que se deducen estas unidades.

Unidad de intensidad de campo

La figura 1 representa un conductor recto infi-

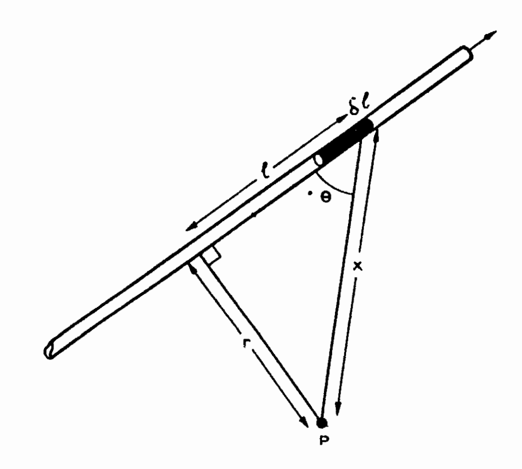


Fig. 1. Construcción para el cálculo de la intensidad del campo magnético producido por un conductor recto infinitamente largo

nitamente largo, por el que circula una corriente de *I* amperios. Consideremos la intensidad del campo magnético producida en un punto *P* por un elemento δl del conductor. El punto *P* se encuentra a una distancia de *x* metros del elemento y a un ángulo θ del mismo. Su distancia normal al conductor es *r* metros.

La intensidad del campo magnético en *P* debida al elemento δl es:

$$\delta H = \frac{I\delta l \sin\theta}{4\pi x^2}. \qquad (6)$$

Por la geometría de la configuración de la figura 1, es evidente que:

$$x = r.\text{cosec}\theta;$$

y:

$$\frac{l}{r} = \cot\theta,$$

Esta expresión, diferenciada, nos da:

$$\delta l = -r.\text{cosec}^2\theta\delta\theta.$$

Así la ecuación 6 puede escribirse:

$$\delta H = \frac{I(-r.\text{cosec}^2\theta.\sin\theta)\delta\theta}{4\pi r^2.\text{cosec}^2\theta}$$

de modo que la intensidad del campo total en *P* es:

$$H = \frac{I}{4\pi r}\int_{\pi}^{0} -\sin\theta d\theta.$$

Calculando la integral, obtenemos:

$$H = \frac{I}{2\pi r}.$$

En esta ecuación, la unidad de *I* es el amperio y la de *r* es el metro. Por tanto la unidad de intensidad de campo magnético *H* es el amperio por metro.

Unidad de permeabilidad

La unidad de permeabilidad puede deducirse considerando la inductancia de un circuito magnético como la bobina toroidal indicada en la figura 2. El núcleo tiene una sección recta de superficie igual a *A* metros cuadrados y la bobina tiene *n* espiras.

Si una corriente de *I* amperios a través de la bobina produce un flujo de Φ webers, la inductancia *L* de la bobina es:

$$L = \frac{n\Phi}{I}. \qquad (7)$$

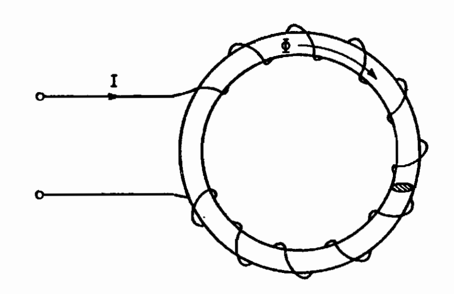


Fig. 2. Bobina toroidal

La densidad de flujo en el núcleo es Φ/A tesla y así la relación general $B = \mu H$ puede escribirse de la forma:

$$\mu = \frac{\Phi/A}{H}. \qquad (8)$$

Pero Φ puede obtenerse en función de la inductancia del circuito a partir de la ecuación 7:

$$\Phi = \frac{LI}{n},$$

TABLA

Unidades magnéticas SI y C.G.S. con factores de conversión

Magnitud	Unidad SI	Unidad C.G.S.	Factor de conversión *
Intensidad de campo magnético	amperio por metro (A/m)	oersted	$10^3/4\pi$
Flujo magnético	weber (Wb)	maxwell, o línea de fuerza	10^{-8}
Densidad de flujo magnético	tesla (T)	gauss	10^{-4}
Permeabilidad	henrio por metro (H/m)	—	$4\pi.10^{-7}$
Energía magnética (producto *3H)*	tesla-amperio por metro (T.A/m)	gauss-oersted	$1/(40\pi)$

* Factor de conversión por el que hay que multiplicar la unidad c.g.s. para obtener la unidad SI correspondiente.

de modo que la ecuación 8 resulta:

$$\mu = \frac{LI/nA}{H} = \frac{LI}{nAH} .$$

Las unidades de todas estas cantidades son conocidas; por tanto, la unidad de μ es igual a

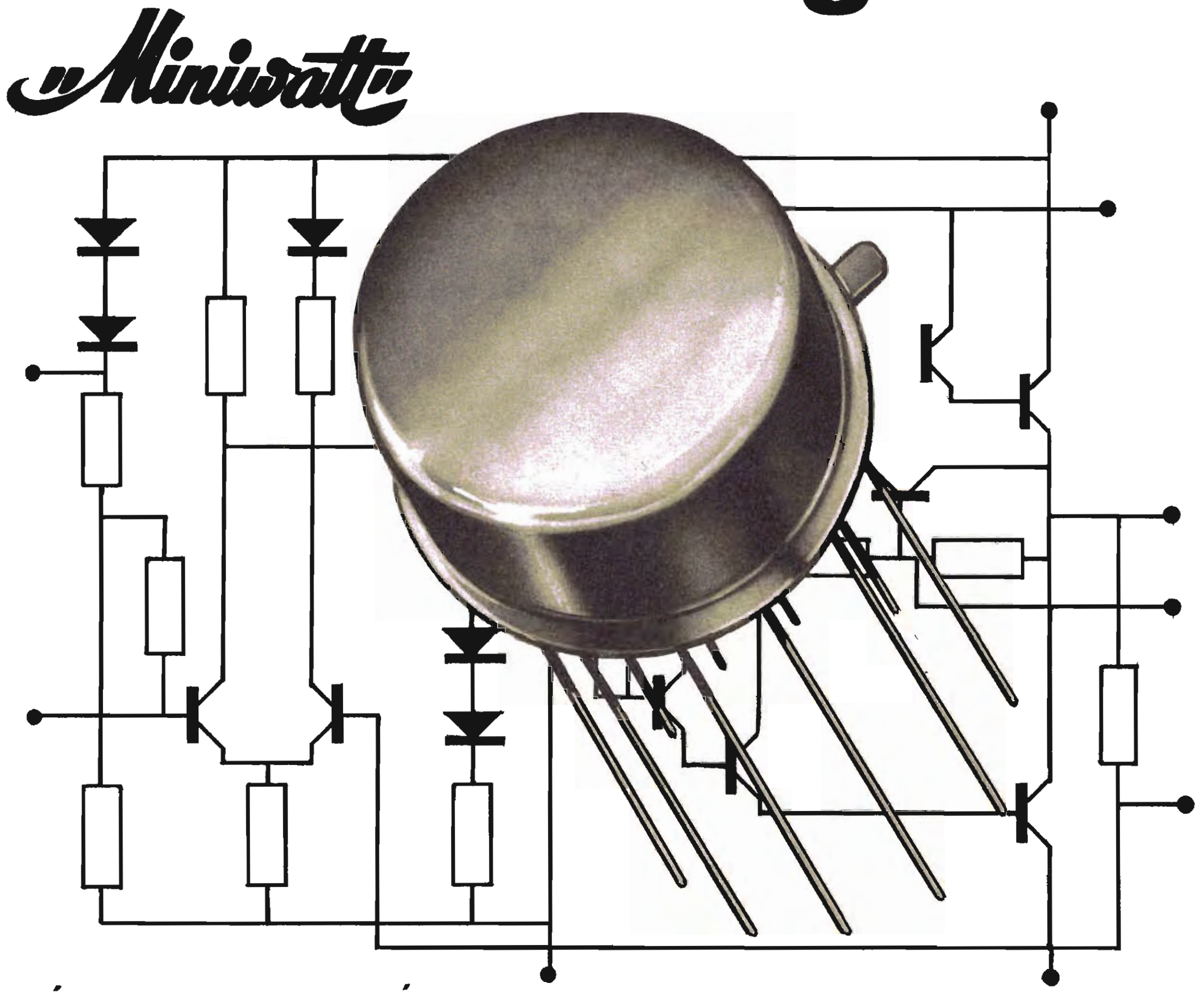
$$\frac{(\text{unidad de inductancia} = \text{henrio}) \times \text{amperio}}{\text{metro}^2 \times \text{amperio por metro}}$$

ya que n (número de espiras de la bobina) no tiene dimensiones. Por tanto, la unidad de permeabilidad es el henrio por metro.

Nota.

El objeto de este artículo ha sido introducir las unidades magnéticas SI de una manera sencilla. Por supuesto son posibles deducciones matemáticas más rigurosas, basadas normalmente en la definición fundamental del amperio, a partir de la fuerza que se ejerce entre dos conductores rectos infinitamente largos, atravesados por una corriente. Estas deducciones se encontrarán en los textos más modernos sobre teoría del electromagnetismo.

circuitos integrados

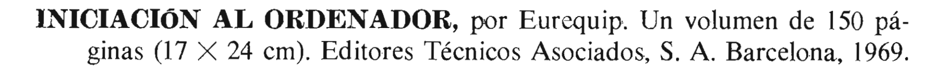


LA MÁS MODERNA TÉCNICA AL SERVICIO DE LA INDUSTRIA

TAA 263	Amplificador de bajo nivel para aplicaciones generales.
TAA 293	Amplificador de baja frecuencia de aplicación general.
TAA 300	Amplificador de baja frecuencia (salida 1 vatio para 8 ohmios).
TAA 310	Preamplificador de audio para magnetófonos.
TAA 320	Preamplificador de audio con elevada impedancia de entrada.
TAA 350	Amplificador de F. I. para señales de F. M.
TAA 450	Amplificador de F. I. para señales de F. M.
TAA 500	Amplificador de baja frecuencia para micrófonos piezoeléctricos.

LIBROS



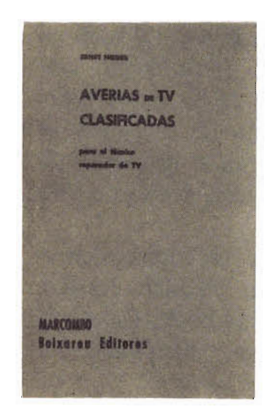


INICIACIÓN AL ORDENADOR, por Eurequip. Un volumen de 150 páginas (17 × 24 cm). Editores Técnicos Asociados, S. A. Barcelona, 1969.

Esta obra se dirige a todas las personas que se interesan directa o indirectamente por los problemas y aplicaciones de los ordenadores. Realizado por un equipo de técnicos y desarrollado en forma de enseñanza programada, permite al lector introducirse rápida y eficazmente en el mundo de la técnica y terminología de los ordenadores. Todos los temas están tratados de una manera amena, empleando situaciones cotidianas para facilitar la comprensión y una más rápida asimilación de las materias expuestas.

Es evidente que el ordenador adquiere cada día mayor importancia y que solamente pueden mejorarse su coeficiente de utilización real y sus aplicaciones si se conoce bien su funcionamiento y sus posibilidades. El ordenador se ha presentado siempre rodeado de misterio y de complicaciones extremas. Sin embargo, aunque es cierto que la construcción de un ordenador requiere un nivel técnico relativamente considerable, los principios de su funcionamiento y de su utilización son relativamente sencillos, como se pone de manifiesto en el libro que comentamos.

Las posibilidades de un ordenador son enormes. Para obtener el máximo rendimiento es preciso que todos conozcamos su funcionamiento básico y sepamos aplicarlo para facilitar nuestro trabajo. Este libro, escrito en forma amena, sin términos complicados, constituye una importante contribución que permite familiarizarse rápidamente con la Informática, una admirable e indispensable creación reciente del hombre.



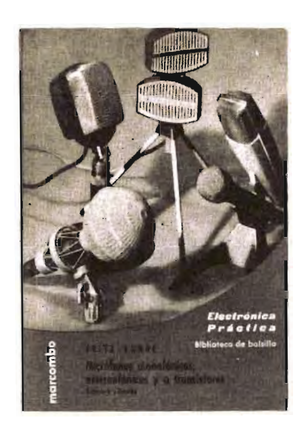
AVERÍAS DE TELEVISIÓN CLASIFICADAS, por E. Nieder. Un volumen de 250 páginas (14 × 21 cm). Ediciones Técnicas Marcombo. Barcelona, 1969.

Este libro es un catálogo de averías en receptores de televisión. Han sido especialmente descritas y clasificadas para facilitar la labor del técnico dedicado a reparación. Las distintas averías analizadas han sido tomadas de las informaciones y consejos de reparación que viene publicando la prestigiosa revista alemana FUNKSCHAU.

Se han seleccionado las averías típicas que resultan más interesantes o complicadas, y que tienen al mismo tiempo cierto interés general. Por ello no se incluyen averías cuya causa consiste solamente en defecto de algún elemento de los circuitos, sea por cortocircuito o falta de contacto, o de la tensión de alimentación o de una válvula defectuosa.

La clasificación sistemática de las averías facilita el manejo del libro y le da gran valor práctico. Las averías se han clasificado en: averías de luminosidad, averías de imagen, perturbaciones de imagen, averías de sincronismo, perturbaciones en el sonido e indicadores automáticos de sintonía.

De cada avería descrita se efectúa un análisis, se describe su localización y las causas que la provocan, y se representa el circuito afectado. Es un libro eminentemente práctico, destinado a facilitar la reparación de televisores.





MICRÓFONOS MONOFÓNICOS, ESTEREOFÓNICOS Y A TRANSISTORES, de Fritz Kuehne. Un volumen de 127 páginas (12 × 17 cm), 71 figuras. Colección «Electrónica Práctica». Marcombo. Barcelona, 1968.

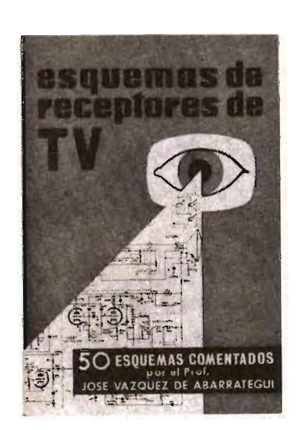
Es cada día mayor el número de aficionados a la grabación del sonido, máxime dado el auge actual de las películas de cine-amateur con banda sonora magnética. En este volumen se describen detalladamente las distintas clases de micrófonos disponibles y al propio tiempo el modo correcto de realizar las grabaciones.

Se estudian primero los transformadores microfónicos y las técnicas de mezcla, tan importantes para la realización de los efectos especiales, particularmente en las bandas sonoras para cinematografía de aficionados.

Seguidamente se describe con detalle cada uno de los distintos tipos básicos de micrófonos (de carbón, de cristal, cerámicos, de condensador, de cinta, magnéticos, dinámicos y a transistores). También se analizan los correspondientes circuitos asociados a los mismos.

Se hace asimismo una reseña detallada de varios tipos de micrófonos especiales, entre los que cabe mencionar los micrófonos Lavallier, los de efecto Hall, los estereofónicos y, como caso particular y muy interesante, los micrófonos sin hilos.

Como complemento se consideran los enchufes y conexiones que se emplean especialmente para micrófonos. Figura al final de este manual un apéndice que contiene numerosas e interesantes tablas con datos y características de diversos tipos de micrófonos comerciales. Además se ha incluido una tabla con los símbolos usuales empleados en los esquemas de circuitos electrónicos.



ESQUEMAS DE RECEPTORES DE TV. 50 esquemas comentados por el profesor José Vázquez de Abarrategui. Paraninfo. Madrid, 1970.

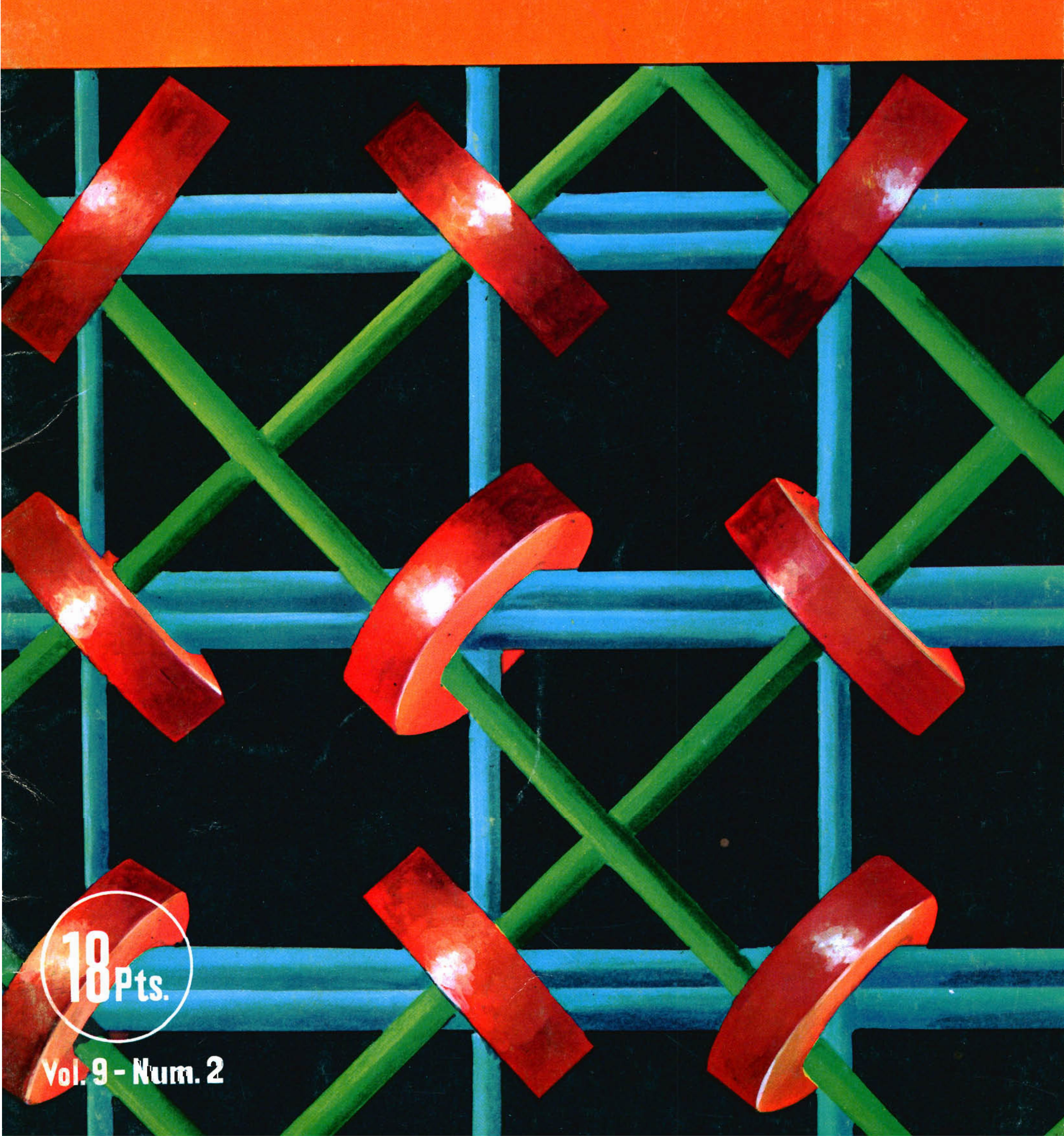
Editorial Paraninfo de Madrid acaba de publicar su primera colección de esquemas de receptores de televisión. Cada esquema viene acompañado de un comentario acerca de sus principales características, permitiendo que de esta forma el técnico, con la mayor rapidez, disponga de los datos necesarios para reparación o ajuste. Completando la colección de esquemas se ha dedicado un capítulo al ajuste de un receptor típico, con el propósito de que estas instrucciones puedan servir como norma general para el ajuste de cualquier receptor.

Los esquemas de los receptores de televisión que se reproducen y comentan corresponden a las siguientes firmas: Reyfra, Yonder, Kastell, de Wald, Zenith, Elbe, Turmix, Lenco, Westinghouse, Tomblick, Emerson, Óptimus, Lavis, Philco, Sylvania, Fercu, G.E.E., Kolster, Blaupunkt, Invicta, Anglo y Copresa.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A

REVISTA MINIWATT - Copresa
BALMES, 22 - ***BARCELONA - 7***

REVISTA "Miniwatt"



SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES (UNIDADES S.I.)

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	grado Kelvin	°K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián (radiante)	rad	
Angulo sólido	estereorradián (estereorradiante)	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	s^{-1}
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo, por segundo		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo, por segundo		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg{\cdot}m/s^2$
Presión (tensión mecánica)	newton por metro cuadrado		N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/s
Viscosidad dinámica	newton·segundo por metro cuadrado		$N{\cdot}s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N·m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A·s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Capacidad eléctrica	faradio	F	A·s/V
Flujo magnético	weber	Wb	V·s
Inductancia	henrio	H	V·s/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd·sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminación	lux	lx	lm/m^2

MULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
tera	T	10^{12}
giga	G	10^9
mega	M	10^6
kilo	k	10^3
hecto	h	10^2
deca	da	10

SUBMULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
mili	m	10^{-3}
micro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto	a	10^{-18}

REVISTA *Miniwatt*

Revista técnica bimestral dedicada a la Radio, Televisión, Telecomunicaciones, Amplificación, Industria y demás aplicaciones de la Electrónica

DIRECCIÓN: LUIS ROIZ NORIEGA
Doctor Ingeniero de Telecomunicación

REDACCIÓN: JUAN GARRIGA PUJOL
Licenciado en Ciencias

EDITADA POR:
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA" S. A.
Balmes, 22 - BARCELONA - 7

Precio del ejemplar: 18 pesetas
Suscripción anual: 100 pesetas

MARZO 1970
Vol. 9, Núm. 2

- Sencillo comprobador de transistores . . . 43
- Resonadores piezoeléctricos cerámicos . . . 47
- Diodos rectificadores:
  - 2. Estructura y funcionamiento . . . 53
  - 3. Características y propiedades térmicas . 63
- Amplificador de BF de 2 vatios. . . . 77

* Se autoriza la reproducción total o parcial de los artículos, previa notificación a la redacción de esta Revista y siempre que se mencione íntegramente la procedencia.

* La publicación de cualquier información no presupone renuncia a ningún privilegio otorgado por patente.

Depósito legal: B. 18.387-1961

GRAFESA - Nápoles, 249 — Barcelona

SENCILLO COMPROBADOR DE TRANSISTORES

Se describe en este artículo un sencillo aparato para la comprobación del tipo y de las principales características de los transistores. Su construcción es fácil y su aplicación importante para conocer con la práctica el «estado» de los transistores comúnmente empleados.

Introducción

En el diseño del comprobador de transistores que se describe a continuación se consideran los siguientes puntos:

La calidad de un transistor depende en gran manera de la corriente de pérdidas entre el colector y la base. Esta es normalmente tan pequeña que para medirla se precisa un instrumento muy sensible. Sin embargo, la corriente de pérdidas entre colector y emisor es aproximadamente igual a h_{FE} y, por tanto, mucho más fácil de comprobar. En realidad el método tiene una desventaja: si el transistor bajo prueba tiene un h_{FE} muy alto, el valor de I_{CEO} puede ser tan elevado que el transistor puede parecer defectuoso cuando en realidad no lo es.

Otra dificultad es que los valores de I_{CEO} varían de un tipo de transistor a otro. En el caso de un buen transistor de silicio, el comprobador indicará un valor próximo a cero, incluso aunque se trate de un transistor de potencia. Los transistores de germanio tienen una corriente de pérdidas mucho mayor y es normal que un tipo de potencia produzca una desviación a toda escala.

Aunque el determinar si un transistor está o no en buenas condiciones no es aparentemente sencillo, puede solucionarse el problema con la escala representada en la figura 2, la cual puede recortarse y colocarse bajo el botón de mando correspondiente. La escala muestra tres zonas para valores de I_{CEO} y de h_{FE} asociados.

Descripción del circuito

En el circuito (fig. 1) pueden distinguirse dos partes: una parte representada encima de la línea de trazos y en la que se origina la tensión a medir; otra parte, situada por debajo de dicha línea y en la que se amplifica la tensión y se transforma en una señal visible.

La parte mencionada en primer lugar comprende, de arriba a abajo:

— tres terminales para conectar el transistor bajo prueba, señalados *E* (emisor), *B* (base) y *C* (colector);

— el conmutador *S1* que conecta el colector (posi-

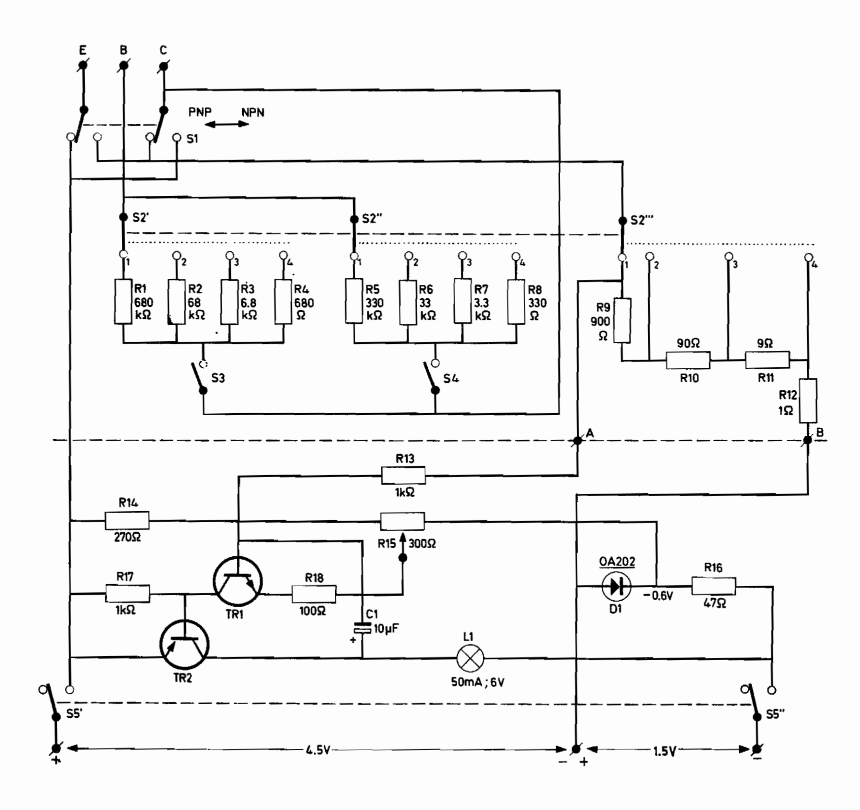


Fig. 1. Circuito del comprobador

Lista de componentes

Resistores (todos los resistores de 0,5 W, salvo indicación en contra)

R1	680 kΩ
R2	68 kΩ
R3	6,8 kΩ
R4	680 Ω
R5	330 kΩ
R6	33 kΩ
R7	3,3 kΩ
R8	330 Ω
R9	900 Ω (dos resistores de 1,8 kΩ en paralelo)
R10	90 Ω (dos resistores de 180 Ω en paralelo)
R11	9 Ω (dos resistores de 18 Ω, 1 W en paralelo)
R12	1 Ω; 8 W
R13	1 kΩ
R14	270 Ω
R15	300 Ω; potenciómetro lineal
R16	47 Ω
R17	1 kΩ
R18	100 Ω

Condensadores

C1	10 µF; 16 V; electrolítico

Semiconductores

TR1	BC 149
TR2	BC 158
D1	OA 202

Conmutadores

S1	Conmutador de 2 posiciones, 2 circuitos
S2	Conmutador de 4 posiciones, 3 circuitos
S3, S4	Pulsadores unipolares
S5	Pulsador bipolar

Varios

L1	Lamparita miniatura 6 V; 50 mA

ción PNP) o el emisor (posición NPN) del transistor bajo prueba a uno de los resistores *R9-R12;*

— el conmutador *S2* que selecciona el resistor de base entre *R1-R4* si *S3* está cerrado y entre *R5-R8* si *S4* está cerrado; también selecciona el resistor de colector entre *R9-R12;*

— los conmutadores *S3* y *S4* que conectan la base del transistor bajo prueba al colector, a través del resistor de base elegido mediante el conmutador *S2;*

— los puntos A y B entre los que se obtiene la tensión a medir.

La parte situada debajo de la línea de trazos constituye una especie de voltímetro electrónico, en el cual la tensión no se lee en un instrumento de medida, sino que viene indicada por una lámpara incandescente de tipo miniatura que se enciende, apaga o destella. El circuito comprende dos etapas amplificadoras; la lámpara está conectada a la salida del amplificador. Parte de la tensión presente sobre la lámpara se realimenta a la entrada del transistor *TR1* a través del condensador electrolítico *C1.* Si se ajusta *R15* para que la amplificación en lazo cerrado de las dos etapas amplificadoras sea mayor que 1, el amplificador se convierte en oscilador. La frecuencia de oscilación es de unos 4 Hz y la lámpara emite destellos luminosos a dicha frecuencia. El botón de mando de *R15* puede calibrarse para que indique la corriente de colector (o corriente de emisor) del transistor bajo prueba, y la ganancia de corriente estática. La figura 2 muestra esta calibración.

Las tres zonas en que se ha dividido la escala significan:

zona blanca: transistor en buen estado

zona punteada: transistores de baja potencia: calidad media a baja
transistores de potencia: calidad media a buena (a mayor potencia corresponde mayor corriente de pérdidas admisible)

zona negra: transistor defectuoso.

Es importante experimentar el comprobador con transistores que estén en condiciones conocidas y comparar los resultados obtenidos, a fin de comprobar el funcionamiento e interpretar los resultados que se obtengan con el aparato.

Instrucciones para el montaje

Los conmutadores *S5, S3* y *S4,* del tipo pulsador, se disponen en la parte inferior del aparato y a la izquierda, mientras que *R15* se sitúa a la derecha. Esto significa que durante la comprobación *S5 (S3* ó *S4)* deben mantenerse oprimidos con la mano izquierda y al mismo tiempo debe manejarse *R15* con la mano derecha.

Los terminales *E, B* y *C* pueden ser del tipo de bornes roscados o pinzas; en la figura 3, se indican los dos tipos.

Para la alimentación se emplean cuatro pilas de 1,5 voltios.

Las dimensiones adecuadas para la caja del aparato son:

longitud: 17 cm
anchura: 13 cm
altura: 7 cm

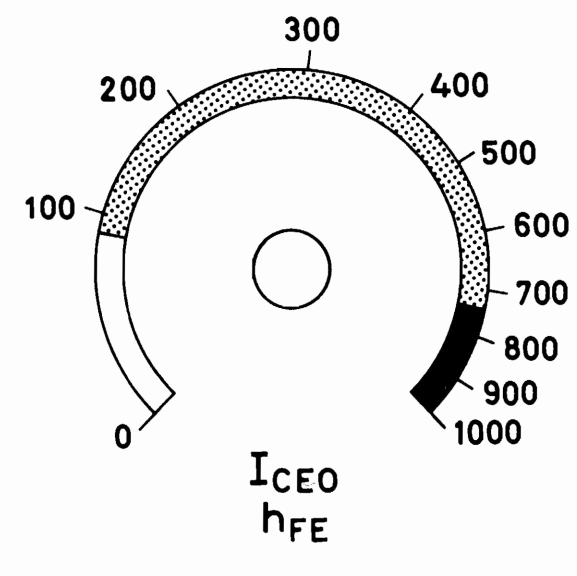


Figura 2

Instrucciones para el manejo

Antes de efectuar una comprobación debe procurarse que el conmutador *S2* está en la posición «1». Es conveniente siempre tocar con los dedos el transistor bajo prueba para evitar que se caliente demasiado.

Comprobación de un transistor

1.º Conectar el transistor. Presionar los pulsadores *S5* y *S3* al mismo tiempo y ajustar hasta que la lámpara produzca destellos. Si *R15* indica cero, pasar el conmutador *S1* a la otra posición. De

esta forma se puede saber si el transistor es NPN o PNP, según sea la indicación dada por *S1*. En estas condiciones pueden realizarse ya las comprobaciones que se indican a continuación.

2.º Prueba de I_{CEO}.
Con el transistor conectado y con *S1* situado en posición corecta, se presiona *S5* y se ajusta *R15* hasta que la lámpara produzca destellos. Observar la zona de la escala indicada por el botón de mando de *R15*. Recordar que estas zonas se refieren a valores de I_{CEO} como se ha indicado anteriormente.
Cuando la indicación de *R15* está muy próxima a cero, el transistor puede ser de muy buena calidad (en la mayoría de los casos del tipo de silicio), pero en caso de duda acerca de la veracidad de la medida, véase primero si *S1* está en la posición correcta y, en caso afirmativo, si los terminales del transistor han sido conectados a los terminales de entrada apropiados.
Si *R15* ha de colocarse en el otro extremo de la escala, es decir, en la indicación máxima, ténganse en cuenta las mismas observaciones citadas en el párrafo anterior antes de dar por válida la comprobación.
Si no pueden obtenerse destellos en la lámpara, colocar el conmutador *S2* en la posición «2». Si la lámpara permanece encendida de modo continuo, debe deducirse que existe un cortocircuito en el transistor (para asegurarse colocar el conmutador en la posición «3»).

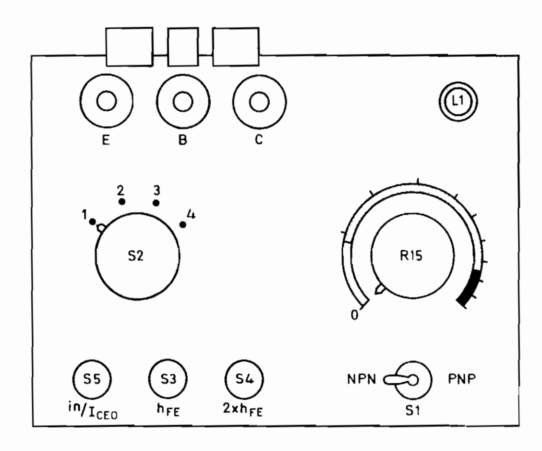


Figura 3

3.º Prueba de h_{FE}.
Colocar *S2* en «1». Presionar simultáneamente *S5* y *S3*. Ajustar *R15* y leer el valor de h_{FE} en la escala. Soltar *S3* y presionar *S4*, manteniendo apretado *S5*. Ajustar *R15*. El valor de h_{FE} debe ser ahora alrededor del doble del que halló antes. Si no es así, colocar *S2* en «2», «3» y, en el caso de transistores de potencia, en «4», y repetir la medida hasta que el segundo valor sea igual al doble del que se halló primero.

Nota: La corriente de base con *S2* en posición «1» y *S5* + *S3* apretados, es de unos 6 microamperios; con *S5* + *S4* apretados es de unos 12 microamperios. Con *S2* en posición «2» estos valores quedan multiplicados por 10, en posición «3» por 100, y en posición «4» por 1.000.

RESONADORES PIEZOELÉCTRICOS CERÁMICOS

Existe en la actualidad una tendencia creciente hacia la utilización de los dispositivos de estado sólido. Hasta ahora la mayoría de los problemas relacionados con la selectividad de frecuencia en circuitos electrónicos se resolvían mediante conjuntos de bobinas y transformadores. En los últimos tiempos se ha introducido el empleo de resonadores y filtros con dispositivos de estado sólido, basados en el efecto piezoeléctrico de un material cerámico compuesto por titanato-circonato de plomo.

Los resonadores cerámicos tienen varias ventajas sobre los circuitos clásicos con bobinas y condensadores:

— no precisan ajuste
— desintonía mínima para períodos de tiempo prolongados
— elevada selectividad y factor de calidad unas diez veces mayor que el de las bobinas convencionales
— tamaño miniatura
— no precisan blindaje gracias a la ausencia de campos magnéticos
— muy reducido efecto de la temperatura sobre la sintonía

A continuación se describen las propiedades, características y aplicación de resonadores cerámicos de 450 kHz para filtros de F.I. en receptores de A.M.

Funcionamiento y diseño

Desde el punto de vista físico, los resonadores cerámicos consisten en un disco delgado de material cerámico, con un electrodo en cada cara (fig. 1). Para una estrecha banda de frecuencia, alrededor de los 450 kHz, el resonador vibra radialmente (fig. 2); en otras palabras, sometido a esta frecuencia el diámetro del disco aumenta y disminuye alternativamente. El material está polarizado en dirección axial, es decir, perpendicularmente a las superficies paralelas del resonador y a la dirección de la excursión radial propia del resonador.

Antes de que el resonador pueda ser utilizado, deben establecerse los contactos eléctricos con los electrodos de forma que la vibración mecánica del elemento piezoeléctrico no resulte afectada. El centro del disco constituye un punto nodal con respecto a la excursión radial y es, por tanto, el mejor sitio para fijar el resonador. Puede soldarse un hilo del-

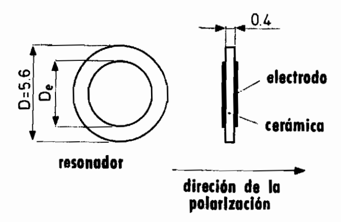


Fig. 1. Resonador cerámico de disco con un electrodo en cada cara

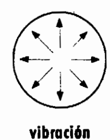


Fig. 2. Vibración radial de un resonador de disco

gado en el centro del resonador, perpendicular a la superficie, o suspender el resonador entre dos puntas de contacto dispuestas de modo que coincidan con el centro del disco.

El conjunto se coloca dentro de una cápsula rectangular provista de patillas de conexión adecuadas para circuito impreso (fig. 3 y 4).

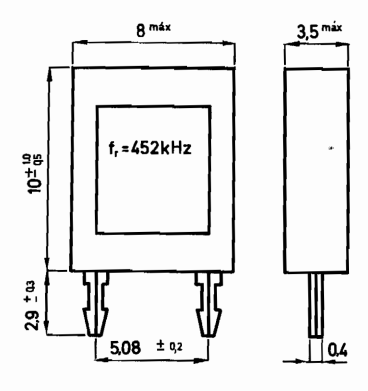


Fig. 3. Aspecto exterior de un resonador cerámico para AM en versión adecuada para circuito impreso

Características

Si el módulo de la impedancia de un resonador piezoeléctrico, medido en un punto cercano a la frecuencia fundamental de resonancia, se representa en función de la frecuencia, se obtiene la curva que muestra la fig. 5. Las frecuencias para las que la impedancia pasa por un mínimo y un máximo se denominan *frecuencia de resonancia* f_r y *frecuencia de antirresonancia* f_a, respectivamente. La impedan-

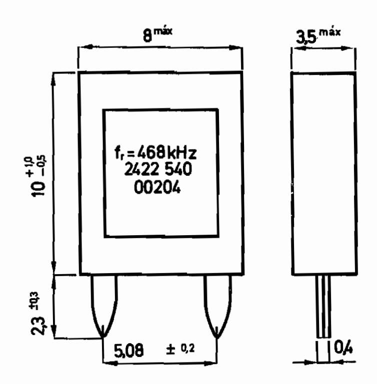


Fig. 4. Aspecto exterior de un resonador cerámico para AM adecuado para circuito impreso

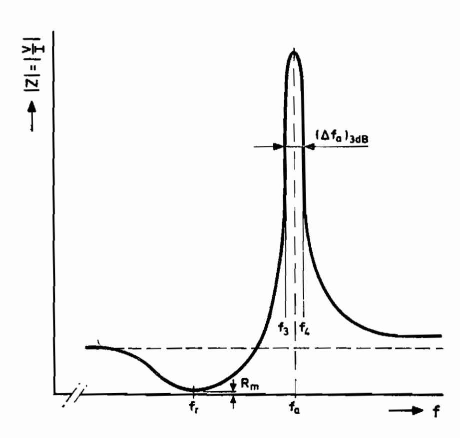


Fig. 5. Respuesta de frecuencia de un resonador cerámico de piezóxido

cia en las proximidades de la resonancia y antirresonancia es puramente óhmica.

Los usuarios de los resonadores deben conocer los valores de los diversos elementos del circuito equivalente, cuya forma más simple se muestra en la fig. 6. Debido a que los cuatro elementos equivalentes del filtro piezoeléctrico, es decir, la bobina L_m,

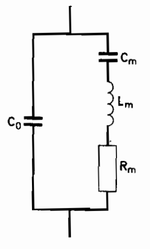


Fig. 6. Circuito equivalente de un resonador cerámico

el resistor R_m y los condensadores C_m y C_0 no existen físicamente como tales, sus valores han de calcularse a partir de cuatro medidas indirectas distintas. Estas medidas pueden efectuarse de varias formas. Un método consiste en medir las siguientes magnitudes:

— la frecuencia de resonancia f_r
— la frecuencia de antirresonancia f_a
— la resistencia R_m a la frecuencia de resonancia
— la capacidad C_{lf} a una frecuencia muy por debajo de la de resonancia.

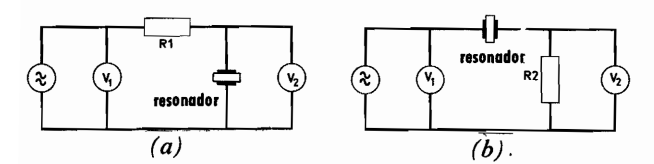


Fig. 7. a) Circuito para medir la frecuencia de resonancia
b) Circuito para medir la frecuencia de antirresonancia

La frecuencia de resonancia, así como la resistencia para resonancia, pueden medirse directamente con el circuito de la fig. 7a, si la resistencia serie externa R_1 es mucho mayor que la impedancia del resonador a la frecuencia de resonancia. La impedancia para resonancia viene representada por el resistor R_m en paralelo con el condensador C_0 (figura 5), cuya impedancia es tan elevada que tiene un efecto despreciable. A la frecuencia de resonancia el voltímetro indica una lectura mínima V_2, de forma que el valor de R_m puede calcularse a partir de

$$V_2 = \frac{R_m}{R_1 + R_m} V_1.$$

La frecuencia de antirresonancia puede medirse por medio del circuito de la fig. 7b, con la condición de que R_2 sea mucho menor que la impedancia del resonador para f_a.

Si se mide la capacidad del resonador a una frecuencia mucho menor que la de resonancia, por ejemplo a 1 kHz, se halla un valor C_{lf} que es la suma de C_0 y C_m

$$C_{lf} = C_0 + C_m.$$

Una vez llevadas a cabo las anteriores medidas de f_r, f_a, R_m y C_{lf}, puede calcularse fácilmente cada uno de los cuatro elementos del resonador.

Ejemplo: En un resonador experimental de frecuencia intermedia realizado con cerámica piezoeléctrica tipo PXE 6, se han medido los siguientes valores:

$$f_r = 452 \text{ kHz}$$
$$f_a = 470 \text{ kHz}$$
$$C_{lf} = 200 \text{ pF}$$
$$R_m = 25\ \Omega$$

Sustituyendo estos valores en las expresiones matemáticas para el circuito equivalente resonador, se tiene:

$$C_0/C_m = f_r^2/(f_a^2 - f_r^2) = 12{,}3,$$

Por lo tanto:

$$C_m = \frac{C_{lf}}{1 + (C_0/C_m)} = 15{,}0 \text{ (pF)},$$

y

$$L_m = 1/\omega_r^2 C_m = 8{,}25 \text{ (mH)},$$
$$C_0 = C_{lf} - C_m = 185 \text{ (pF)}.$$

Además, el factor de calidad mecánica Q_m es igual a:

$$Q_m = 1/\omega_r C_m R_m = 940.$$

Resonadores cerámicos en receptores de AM

Existen resonadores cerámicos especialmente adecuados para circuitos de frecuencia intermedia en receptores de radio de amplitud modulada.

La aplicación de los resonadores puede dividirse en cuatro grandes grupos:

— separación de frecuencias específicas indeseables
— concentración de selectividad en amplificadores F.I.
— selectividad por desacoplamiento de emisor en etapas convencionales de F.I.
— filtros de elevada selectividad de señales de F.I. para sistemas de control en receptores perfeccionados.

En el diseño convencional de los amplificadores de F.I. para receptores de radio, los conjuntos que proporcionan selectividad (filtros de banda de sintonía sencilla o doble) alternan con etapas amplifi-

cadoras. Esta es la mejor solución, ya que las pérdidas en los elementos selectivos son demasiado elevadas para ser agrupadas en un solo conjunto que preceda a la etapa amplificadora.

Los resonadores cerámicos con un factor de calidad aproximadamente diez veces mayor que el de las bobinas convencionales, pueden ser utilizados como filtros de F.I. «concentrados». El resultado es un receptor de radio con una disposición muy simple y un reducido número de componentes en la etapa de F.I. Gracias a la producción masiva de resonadores cerámicos, su precio resulta económico y se pueden obtener con tolerancias muy estrechas, una estabilidad de frecuencia mucho mejor que la de los circuitos sintonizados *LC* y, como ventaja muy importante, no requieren ajuste.

Por el contrario, los circuitos sintonizados *LC* proporcionan una buena supresión de las frecuencias situadas fuera de la banda de paso del circuito. Por consiguiente, la solución más adecuada para obtener un filtro de F.I. con una respuesta de amplitud excelente y una transferencia de potencia satisfactoria, consiste en utilizar un resonador cerámico junto con un circuito sintonizado *LC*. El primero proporciona una banda de paso óptima y el segundo rechaza las frecuencias no deseadas de las bandas adyacentes, formando ambos un filtro híbrido con una curva de respuesta óptima.

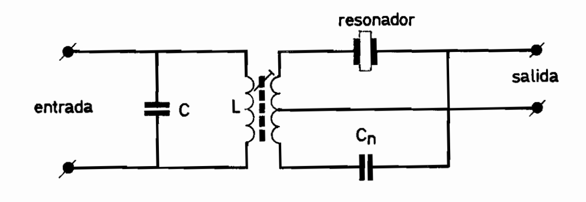


Fig. 8. Circuito básico de un filtro de segundo orden que utiliza un resonador cerámico

Filtro pasa-banda híbrido de segundo orden

El filtro descrito a continuación (fig. 8) consta de un resonador cerámico y de un circuito sintonizado *LC*. En esta configuración el resonador funciona como elemento selectivo entre el circuito sintonizado *LC* y la carga. Debe añadirse un condensador de equilibrio C_m para obtener un rechazo satisfactorio en las bandas adyacentes. Este condensador sirve para eliminar la resonancia paralelo (antirresonancia) del resonador, de forma que la impedancia de transferencia del filtro disminuya progresivamente más allá de la banda de paso; los únicos puntos de transferencia nula son las frecuencias cero e infinito.

En la fig. 9 se muestra un circuito práctico. Se basa en los niveles de impedancia de un transistor

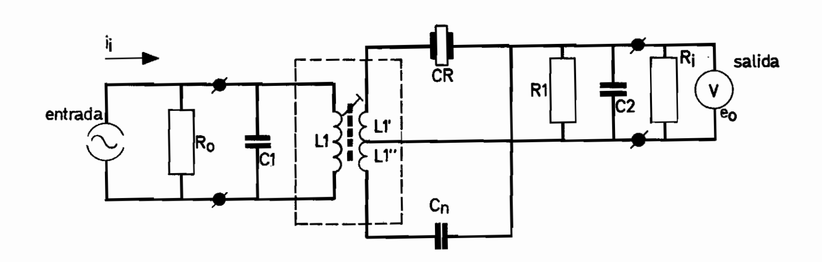


Fig. 9. Circuito de un filtro pasa-banda híbrido de segundo orden

Características

B_{3dB} = 4,5 kHz
Selectividad (± 9 kHz) = 26 dB
Frecuencia central = 452 kHz
Z_T = 700 Ω
R_o = impedancia de salida del transistor mezclador autoscilante: BF195 (típ. 250 kΩ a 1 mA)
R_i = impedancia de entrada del transistor de F.I.: BF194 (típ. 3 kΩ a 1 mA)
$V_{L_1}'/V_{L_1} = V_{L_1}''/V_{L_1} = 0{,}115$
Factor de acoplamiento $k = 1$
Factor de calidad Q_0 del circuito sintonizado = 130; Q_0 (resonador) = 1000

Lista de componentes

R_1 = 470 Ω
C_1 = 3000 pF
C_2 = 3300 pF
C_n = 180 pF
L_1 = 40 μH
Resonador cerámico *(CR):* para frecuencia de resonancia 452 kHz

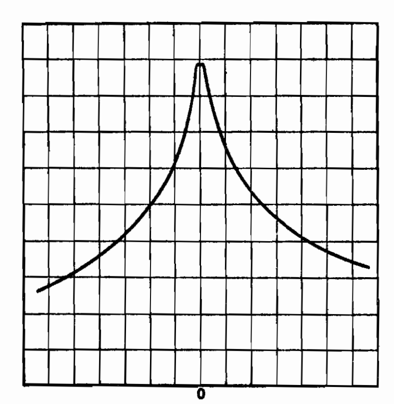


Fig. 10. Curva de respuesta del filtro pasa-banda de segundo orden, medida en el circuito de la figura 9

Escala horizontal	10 kHz/división
Escala vertical	10 dB/división
Frecuencia central	452 kHz

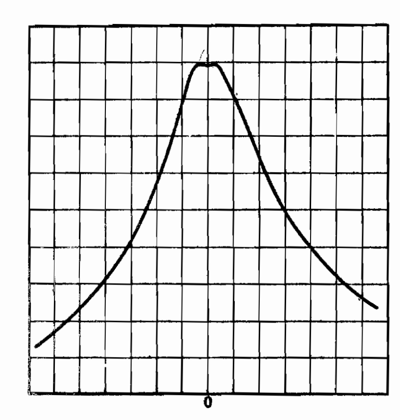


Fig. 11. Curva de respuesta del filtro pasa-banda de segundo orden, medida en el circuito de la figura 9

Escala horizontal	2,5 kHz/división
Escala vertical	5 dB/división
Frecuencia central	452 kHz

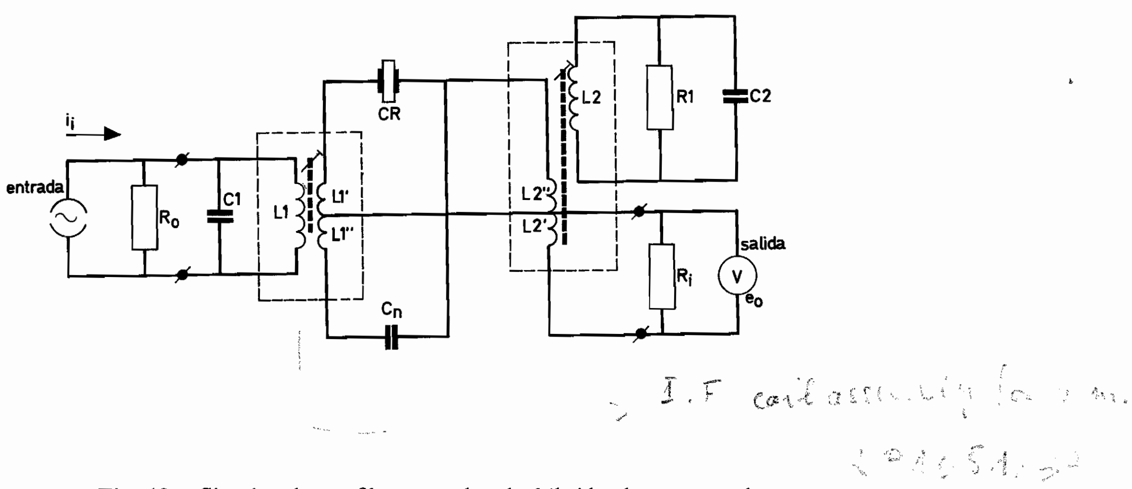


Fig. 12. Circuito de un filtro pasa-banda híbrido de tercer orden

Características

B_{3dB} = 4,5 kHz
Selectividad (± 9 kHz) = 36 dB
Frecuencia central = 452 kHz
Z_T = 500 Ω

Lista de componentes

R_o = impedancia de salida del transistor mezclador autoscilante: BF195 (típ. 250 kΩ a 1 mA)
R_i = impedancia de entrada del transistor de F.I.: BF194 (típ. 3 kΩ a 1 mA)

R_1 = 82 kΩ
C_1 = 3000 pF
C_2 = 3000 pF
C_n = 270 pF
$L_1 = L_2$ = 40 μH
$V_{L_1}'/V_{L_1} = V_{L_2}'/V_{L_2}$ = 0,115
$V_{L_1}''/V_{L_1} = V_{L_2}''/V_{L_2}$ = 0,077
Factor de calidad Q_0 de los circuitos sintonizados (sin R_1) = 130; Q_0 (resonador) = 1000
Resonador cerámico *(CR)* = para frecuencias de resonancia de 452 kHz

BF 195 y un BF 194 que funcionan como mezclador y amplificador respectivamente. El resistor *R1* y el condensador *C2* sirven para proporcionar la carga apropiada al filtro híbrido a fin de obtener la respuesta deseada (ver figs. 10 y 11).

Gracias a un cuidadoso diseño, la curva de respuesta del filtro presenta un rizado de sólo 0,5 dB. Si el filtro se usa en combinación con un circuito detector con sintonía *LC*, dicho rizado desaparece por completo, quedando una curva de respuesta totalmente plana. Este tipo de filtro es ideal para receptores de radio de bolsillo.

Filtro pasa-banda híbrido de tercer orden

Se ha diseñado también un filtro de banda triple para receptores de radio más perfeccionados. Consta de dos circuitos *LC* acoplados entre sí mediante un resonador cerámico. La selectividad de ese filtro es de unos 10 dB mejor que la del filtro de segundo orden. El resistor *R1* proporciona el amortiguamiento adicional para obtener una curva de paso de banda simétrica.

En la fig. 12 se muestra el diagrama de este filtro y en las figs. 13 y 14 la respuesta medida con el circuito de la fig. 12.

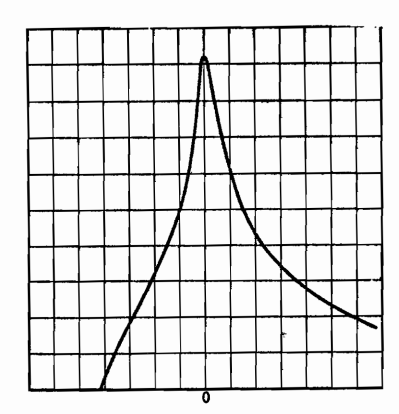


Fig. 13. Curva de respuesta del filtro pasa-banda híbrido de tercer orden, medida en el circuito de la fig. 12

Escala horizontal	10 kHz/división
Escala vertical	10 dB/división
Frecuencia central	452 kHz

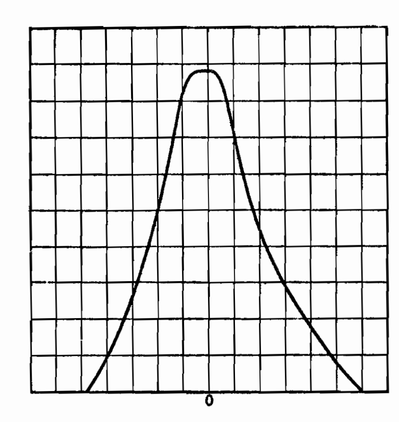


Fig. 14. Curva de respuesta del filtro pasa-banda híbrido de tercer orden, medida en el circuito de la fig. 12

Escala horizontal	2,5 kHz/división
Escala vertical	5 dB/división
Frecuencia central	452 kHz

DIODOS RECTIFICADORES DE SILICIO

2. Estructura y funcionamiento

Esta parte está dedicada al estudio de la estructura básica de los diodos rectificadores (de dos capas, de tres capas y de avalancha controlada) y a los principios de su funcionamiento con polarización en sentido directo y en sentido inverso.

2.1. ESTRUCTURA DE DOS CAPAS

2.1.1. Polarización nula

Se obtiene un bloque no homogéneo de material semiconductor introduciendo impurezas en un lado, lo cual puede conseguirse por procesos de difusión o de aleación. Es obvio que la concentración de impurezas es mayor junto a la superficie y que casi se anula con el espesor. Cuando se difunden impurezas de tipo P en material de tipo N, la situación es la que muestra la fig. 2-1. Hacia la superficie predominan las impurezas de tipo P. A partir de cierta profundidad el material original de tipo N no es prácticamente afectado por el proceso de difusión. En el nivel en donde la concentración de las impurezas difundidas es igual a la del material tipo N (o sea, donde la concentración global es nula) se origina una unión PN. Como se verá más adelante, un dispositivo así formado presenta propiedades rectificadoras, permitiendo el paso de una corriente elevada sólo en un sentido. Cuando se invierte la tensión aplicada, circula únicamente una pequeña corriente de fuga.

Las concentraciones de impurezas dan lugar a portadores de carga móviles que tienden a difundirse uniformemente en el seno del material semiconductor, como las partículas de gas en un espacio vacío.

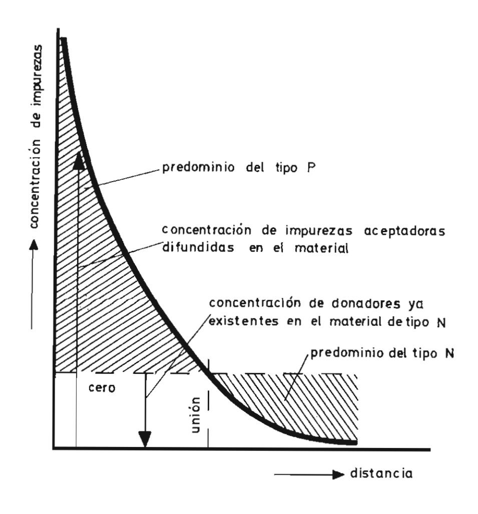


Fig. 2-1. Unión *PN* obtenida por difusión

Los portadores de carga se difunden a partir de las zonas de gran densidad hacia las de densidad menor; es decir, se establece una corriente de difusión proporcional al gradiente de concentración (la disminución de concentración por unidad de longitud). Esta corriente de difusión perturba el equilibrio de cargas eléctricas existentes en el seno del semiconductor, aunque éste, en conjunto, permanece eléctricamente neutro. Las cargas de espacio locales así formadas crean un campo eléctrico que contrarresta la difusión de portadores de carga. El estado de equilibrio se obtiene cuando la corriente de difusión y la corriente opuesta, creada por el campo eléctrico, son iguales. Todos los portadores de carga que se difundan hacia las regiones de baja concentración serán rechazados por el campo oponente. Como es obvio, nunca existirá una distribución uniforme de portadores de carga.

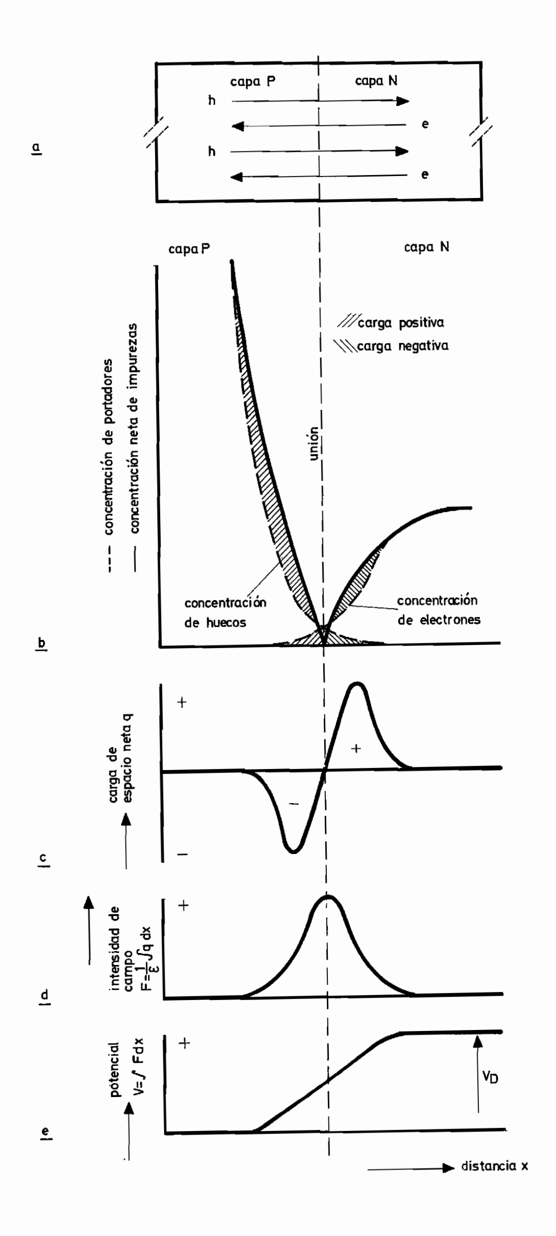


Fig. 2-2. Representación simplificada del equilibrio posible en una unión *PN* sin polarizar:
a) Corte de la unión de un diodo *PN*
b) Distribución de la concentración de impurezas y de portadores de carga
c) Distribución de la carga de espacio (anchura ampliada)
d) Distribución de la intensidad de campo eléctrico
e) Distribución de potencial.

La fig. 2-2 muestra de manera simplificada el estado de equilibrio alrededor de la unión PN. Los portadores mayoritarios (huecos en la capa P, electrones en la capa N) pasan a través de la unión PN por difusión, después de lo cual se convierten en portadores minoritarios (fig. 2-2*a)*. Su desplazamiento destruye el equilibrio de carga local (fig. 2-2*b)* y crea cargas de espacio a ambos lados de la unión PN (fig. 2-2*c)*. De este modo se origina un campo eléctrico (fig. 2-2*d)* cuya intensidad es máxima donde la carga de espacio cambia de signo, es decir, en la unión. Las cargas de espacio se atraen entre sí a través de la unión, mientras que al mismo tiempo una corriente de difusión la atraviesa. Esta corriente está limitada por el campo eléctrico. Puesto que el número de portadores mayoritarios acumulados en un lado de la unión es igual al de portadores minoritarios en exceso que han atravesado la unión, ambas cargas de espacio serán de idéntico valor, pero de signos opuestos. La ausencia de portadores mayoritarios y el exceso de portadores minoritarios que han atravesado la unión, hacen que la capa P adquiera un potencial negativo con respecto a la capa N (la capa P presenta una falta de huecos y un exceso de electrones; y la capa N presenta un exceso de huecos y una falta de electrones), como se ve en la figura 2-2*e*. De todo ello resulta que la difusión de los portadores de carga móviles origina una diferencia de potencial entre las dos regiones, llamada tensión de difusión. La tensión de difusión actúa como una barrera de potencial que se opone a la emigración de portadores mayoritarios y que mantiene el equilibrio entre la corriente de difusión y la corriente de campo. Un gradiente de concentración mayor origina una corriente de difusión más elevada y, por consiguiente, produce una tensión de difusión más alta para restablecer el equilibrio entre el proceso de difusión y el efecto de campo. Por tanto, independientemente del material semiconductor y del tipo de impureza, la tensión de difusión es función de la relación de concentración de huecos (o de electrones) a cada lado de la unión.

2.1.2. Polarización en sentido directo

La polarización de una unión en sentido directo hace más positiva la capa P (fig. 2-3). La aplicación de una tensión directa facilita la difusión o migración de portadores mayoritarios a través de la unión, a pesar de la barrera de potencial. Desde la parte izquierda se inyectan huecos, los cuales hacen atravesar la unión a los huecos ya presentes en el material. Lo mismo puede decirse para los electrones.

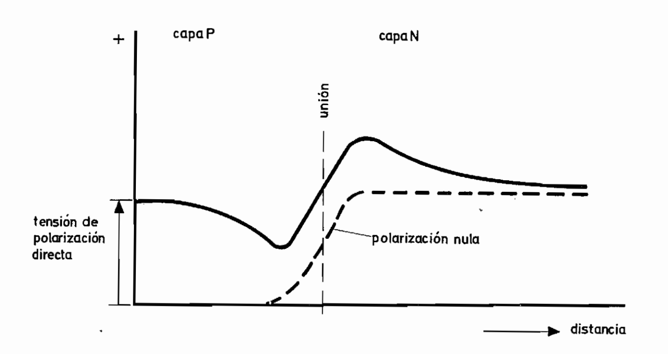


Fig. 2-3. Distribución de tensión en una unión *PN* con polarización directa

El movimiento de portadores a través de la zona de la unión es debido al gradiente de concentración. Como es natural, se requiere una tensión mínima para que los portadores mayoritarios atraviesen la barrera de potencial. No obstante, más allá de esta tensión umbral, un pequeño aumento en la diferencia de potencial es suficiente para impeler un gran número de portadores de carga a través de la unión. Según

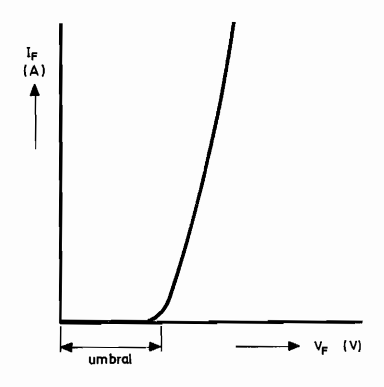


Fig. 2-4. Característica directa de una unión *PN* (el umbral corresponde a una tensión de difusión V_D alrededor de 1 V)

esto, la característica directa de una unión PN presenta la forma de la fig. 2-4. Por debajo de la tensión umbral difícilmente circulará corriente, pero una vez rebasado dicho umbral se presenta un súbito aumento de la corriente directa.

2.1.3. Polarización en sentido inverso

Se dice que una unión PN está polarizada en sentido inverso cuando la capa P se hace más negativa y la capa N más positiva. Una polarización en sentido inverso se opone a la difusión de portadores mayoritarios a través de la unión, al aumentar la amplitud y la pendiente de la barrera de potencial (fig. 2-5). Los electrones y los huecos son atraídos lejos de la zona de la unión, la cual, si la tensión inversa es suficiente, quedará totalmente libre de portadores de carga móviles; de aquí el nombre de

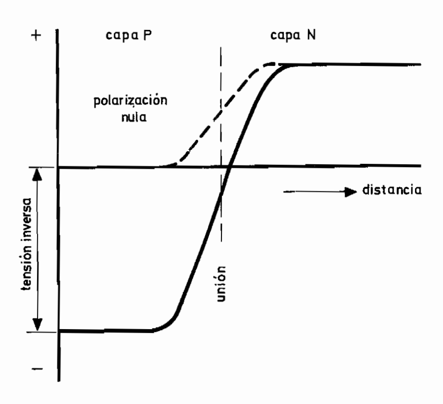


Fig. 2-5. Distribución de tensión en una unión *PN* con polarización inversa

capa de agotamiento. La retirada de portadores mayoritarios aumenta las cargas de espacio y la anchura de la capa que ocupan, con lo que puede formarse un intenso campo eléctrico como respuesta a la tensión inversa aplicada. Entonces, mientras la barrera de potencial se opone al paso de portadores mayoritarios, actúa como un «precipicio acelerador» para los portadores minoritarios generados térmicamente. Los huecos térmicamente generados en la capa N «caen» por el precipicio atraídos por la tensión negativa del lado izquierdo; de modo similar, los electrones generados en la capa P pasan a través de la unión hacia la capa N.

Estos portadores minoritarios generados térmicamente originan una corriente inversa mucho menor

que la directa. La corriente inversa alcanza la saturación para un valor moderado de la tensión de polarización en sentido inverso (fig. 2-6), pues existe un límite definido para la rapidez con que pueden ser generados térmicamente los portadores minoritarios.

Con niveles muy elevados de tensión inversa, los portadores minoritarios generados térmicamente resultan acelerados hasta grandes velocidades y adquieren energía suficiente para provocar impactos ionizantes. La multiplicación de portadores que de ello resulta aumenta la corriente inversa, cuando la tensión inversa ha llegado al nivel de «ruptura» y

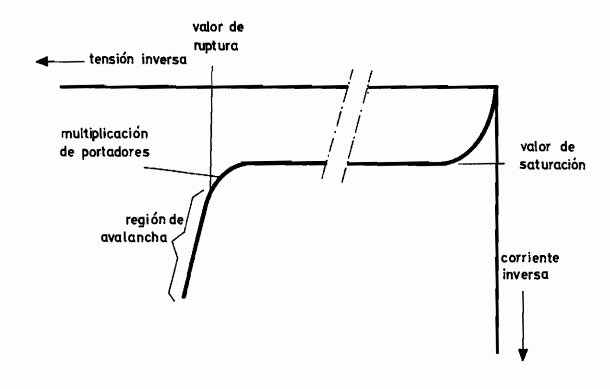


Fig. 2-6. Característica inversa de una unión *PN*

el factor de multiplicación de portadores es suficientemente elevado para iniciar un aumento ilimitado de la corriente. Entonces se produce la ruptura por avalancha, que puede destruir el dispositivo si no se han tomado medidas para limitar la corriente.

2.2. ESTRUCTURA EN TRES CAPAS

2.2.1. Polarización nula

En la anterior explicación simplificada no se ha tenido en cuenta un dato importante. En realidad, ambas capas deben impurificarse en gran medida para que puedan suministrar portadores de carga en abundancia. Esto, además de hacer que el diodo sea apto para altas densidades de corriente. reduce la caída de tensión a través de las capas P y N; no obstante, origina también una gran concentración de ambos tipos de impurezas en la zona de la unión. Por tanto, habrá gran número de portadores minoritarios (huecos en la capa N, electrones en la capa P), los cuales mantendrán una elevada corriente de saturación que disminuirá notablemente el valor de la tensión que produce la ruptura. Parece que las elevadas densidades de corriente no son compatibles con las altas tensiones de bloqueo, al menos por lo que a los dispositivos de dos capas se refiere. Una solución a este problema la constituye el diodo de tres capas, el cual posee una capa central poco impurificada, dispuesta entre otras dos (una de tipo P y otra de tipo N) con gran proporción de impurezas. La capa central asegura una elevada tensión de ruptura, mientras que las capas exteriores o de contacto aportan grandes cantidades de portadores de carga para permitir el mantenimiento de elevadas densidades de corriente.

En efecto, el diodo de tres capas sometido a polarización en sentido directo se comporta como un dispositivo de dos capas (P^+N^+) muy impurificado, mientras que al someterlo a una polarización en sentido inverso lo hace como un dispositivo de dos capas (PN^+) también muy impurificado.

En un dispositivo de tres capas, al material semiconductor se añade boro, por ejemplo, como impureza del tipo P, por un lado del cristal, para formar una capa P^+. A la otra cara se añade gran cantidad de fósforo, que es donador y la convierte en una capa N^+. Entre estas dos capas se encuentra la tercera, poco afectada por los procesos de difusión y que conserva sólo un ligero carácter del tipo P o del tipo N propio del silicio purificado y debido a impurezas residuales uniformemente distribuidas. La capa central debe ser lo bastante gruesa para soportar elevadas tensiones inversas y también lo bastante delgada para poder ser completamente invadida por portadores de carga procedentes de las capas exteriores al aplicar una tensión directa. Para unas determinadas proporciones físicas correctas, la capa intrínseca central, cuya resistividad suele ser mayor que 100 Ωcm, se hará muy conductora debido a los portadores de carga inyectados. La caída de tensión total a través de la estructura se reduce entonces a un valor mínimo. El espesor necesario de la capa central depende de la profundidad de penetración (longitud de difusión) de los portadores mayoritarios inyectados y, por tanto, de la distancia media eficaz que recorrerán estos portadores antes de recombinarse con portadores de carga de polaridad opuesta.

En el silicio de tipo P la situación dominante cuando no existe polarización es la que se ha representado en la fig. 2-7. Los portadores mayoritarios que se mueven desde las capas externas y a través de las uniones (fig. 2-7*a)* dan lugar a cargas de espacio a ambos lados de dichas uniones (fig. 2-7*b)*. [Por razones de simplicidad no se tienen en cuenta los

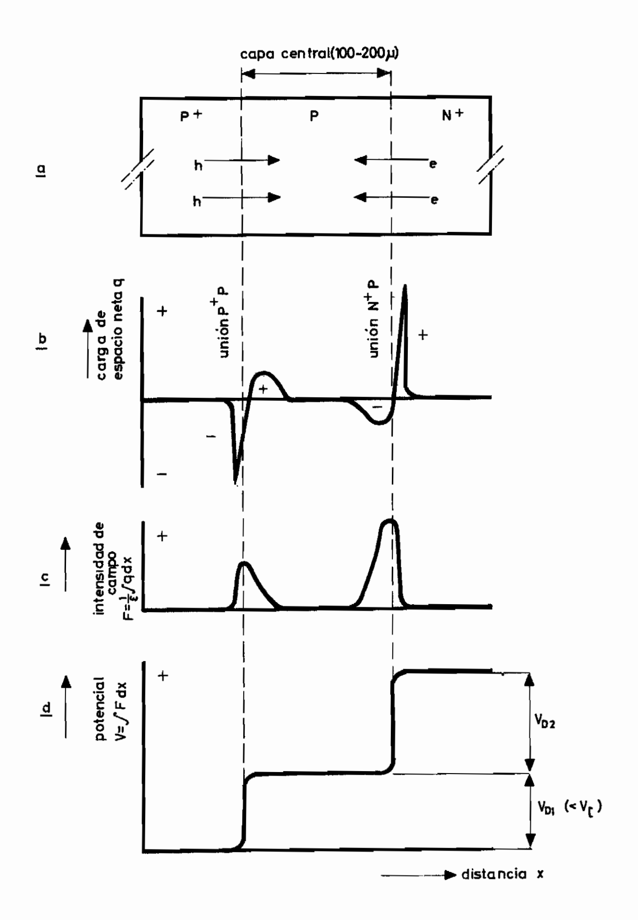


Fig. 2-7. Representación simplificada de un diodo de tres capas:
a) Corte del diodo perpendicular a la superficie de las uniones
b) Carga de espacio
c) Intensidad de campo
d) Potencial.

portadores mayoritarios que parten de la capa central, y que, en todo caso, presentan una concentración mucho menor.] Las cargas de espacio originan campos eléctricos (fig. 2-7*c)* con intensidad máxima en ambas caras de la unión y que restablecen el equilibrio entre los efectos de la difusión y la corriente de campo. De ello resulta que en las uniones aparecen barreras de potencial que impiden el escape de portadores mayoritarios (fig. 2-7*d)*. En la capa central P la concentración de huecos es superior a la de electrones. Por tanto, dado que las concentraciones de portadores mayoritarios en las capas exteriores P^+ y N^+ deben ser iguales, el gradiente de concentración de huecos en la unión P^+P ha de ser menor que el gradiente de concentración de electrones en la unión N^+P. Por consiguiente, la menor tensión de difusión se desarrollará en la unión P^+P.

2.2.2. Polarización en sentido directo

Inyección de nivel bajo

La inyección se considera de nivel bajo mientras la concentración de portadores inyectados es menor que el valor de equilibrio térmico de los portadores mayoritarios en la capa central. Esta situación se mantiene cuando el diodo trabaja con densidades de corriente moderadas (hasta 10 A/cm²). La inyección de nivel bajo de huecos desde la capa P^+ no tendrá gran efecto sobre la concentración de portadores mayoritarios (huecos) en la capa central, y la caída de tensión V_{D_1} en la unión P^+P apenas variará (figura 2-8). Por otra parte, la inyección de electrones desde la capa N^+ aumenta notablemente la concentración de portadores minoritarios (electrones) en la capa central, con lo cual disminuye la caída de tensión en la unión N^+P. Puede decirse que la inyección de bajo nivel no altera de modo apreciable la distribución de potencial en la capa central; en particular, las condiciones en la unión P^+P permanecen casi inmutables. Ello significa que se mantiene una caída de tensión nula en la capa central, al igual que si no existiese polarización, mientras que las propiedades del diodo vienen determinadas en gran modo por la unión N^+P. De hecho, el dispositivo trabaja como un diodo de dos capas.

Inyección de nivel elevado

Se dice que la inyección es de nivel elevado cuando la concentración de los portadores inyectados desde las dos capas exteriores es superior a la concentración de portadores mayoritarios en la capa P cen-

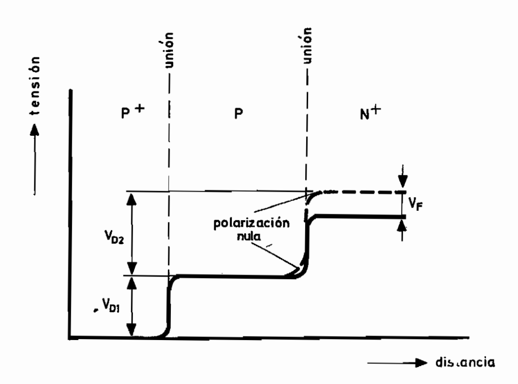


Fig. 2-8. Caída de tensión en un diodo de tres capas con reducida polarización directa (inyección a bajo nivel); V_F = tensión de polarización directa

tral. Esta situación se presenta cuando el diodo trabaja con elevadas densidades de corriente (de 10 a más de 100 A/cm²), y hasta más allá de la plena carga en régimen permanente. La capa central queda prácticamente inundada de portadores y se hace muy buena conductora, de modo que las bajas concentraciones de portadores de equilibrio térmico ya no influyen. Los portadores mayoritarios se inyectan en la misma proporción por ambas partes, de modo que se compensen entre sí las caídas de tensión en cada una de los dos uniones (*V* en la fig. 2-9). Entre ambas uniones se desarrolla una caída de tensión V_c suficiente para que pasen grandes cantidades de portadores a través de la capa central. Esta caída de tensión debe ser compensada mediante un aumento de la tensión directa, si la corriente directa ha de permanecer al mismo nivel. En estas condiciones disminuye el número de portadores mayoritarios originalmente disponibles en la capa central, y el dispositivo se comporta como un diodo con una región intrínseca central (diodo PIN). Tal como muestra la figura 2-10, la pendiente de la curva I_F-V_F disminuye para niveles elevados de inyección.

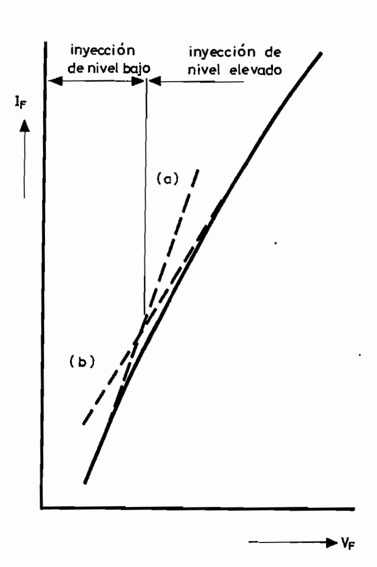


Fig. 2-10. Característica directa de un diodo de tres capas comparada con:
a) Diodo de dos capas
b) Diodo *PIN*.

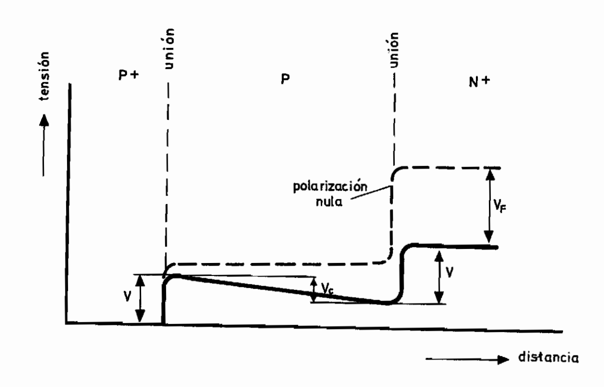


Fig. 2-9. Caída de tensión en un diodo de tres capas con elevada polarización en sentido directo (elevado nivel de inyección)

2.2.3. Polarización en sentido inverso

En la fig. 2-11 se ha representado la situación existente en el caso de polarización inversa y en la figura 2-12 se muestra el efecto de la polarización en sentido inverso para distintos niveles hasta el valor máximo permisible. Una ligera polarización en sentido inverso origina caídas de tensión internas (figura 2-11) muy similares a las que se presentan en el caso de inyección de bajo nivel con polarización en sentido directo (ver 2.2.2.). Al aumentar la polarización inversa se produce una evacuación de la capa central debido a que los portadores de carga situados en las uniones son atraídos y entran en las capas exteriores P+ y N+ (fig. 2-12, curva *a)*. Entonces, la capa central queda dominada por iones aceptadores regularmente distribuidos, de modo que constituyen una carga de espacio negativa de densidad uniforme. El campo eléctrico resultante aumenta linealmente a través de la capa central, con lo cual la distribu-

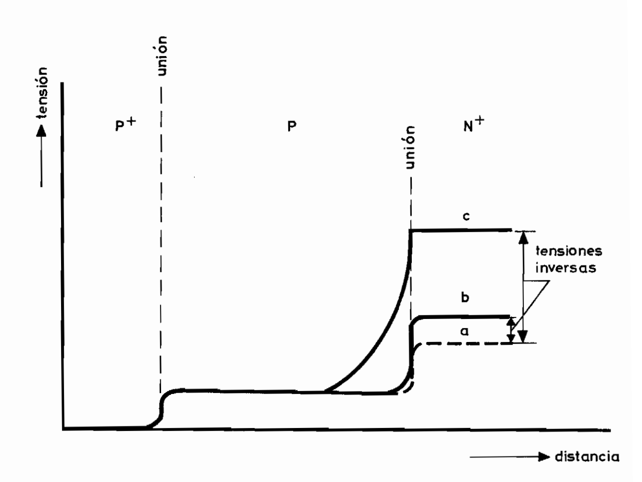


Fig. 2-11. Caída de tensión en un diodo de tres capas con reducida polarización inversa:
a) Polarización nula
b) Polarización inversa (algunas décimas de voltio)
c) Polarización inversa (algunos voltios)

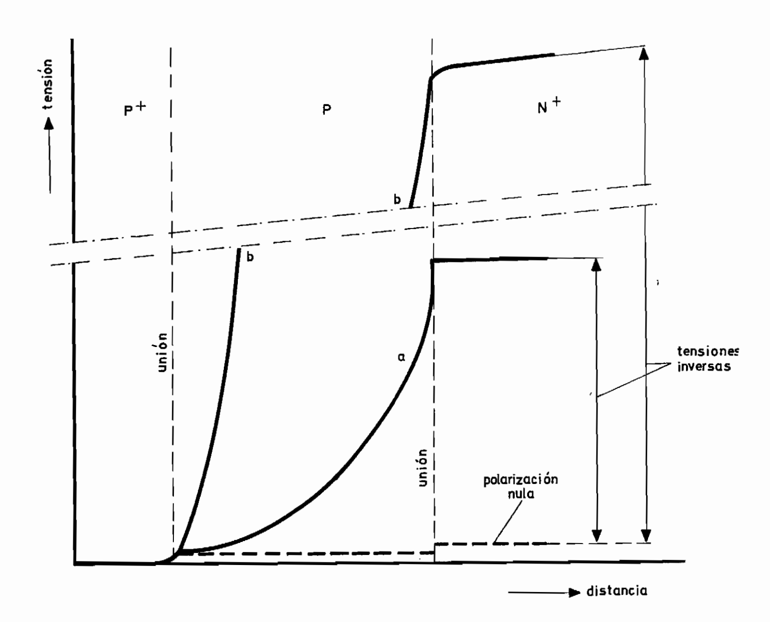


Fig. 2-12. Caída de tensión en un diodo de tres capas con elevada polarización inversa

ción de potencial resulta de forma aproximadamente parabólica. La carga de espacio negativa no puede soportar el notable gradiente de campo necesario para un nuevo aumento de la polarización inversa; y en este caso las pérdidas óhmicas causadas por la corriente inversa de fuga se producirán en la capa central y darán lugar a una distribución lineal de potencial (fig. 2-12, curva *b).* El comportamiento del dispositivo con notable polarización inversa es muy similar al descrito para el caso de elevado nivel de inyección con polarización directa.

En material semiconductor muy puro se producirá una ruptura de la unión debido a los efectos de avalancha originados por multiplicación de portadores. La unión puede sufrir una ruptura en imperfecciones de la retícula, como dislocaciones, de modo que pueden obtenerse mayores tensiones de ruptura con material libre de dislocaciones. Por ello, y para conseguir un diodo de potencia que pueda soportar una elevada polarización inversa, el fabricante no debe escatimar esfuerzos para evitar las irregularidades existentes en la red cristalina original y asegurar una distribución regular de las concentraciones de impurezas. Las uniones deben ser de estructura regular y llegar hasta el borde del cristal.

Para el silicio, en el supuesto de que la capa central presente un espesor no inferior al de la carga de espacio, existe la siguiente relación entre la tensión de ruptura $V_{(BR)R}$ y la concentración de impurezas N_1 en la capa central:

$$V_{(BR)R} \propto N_1^{-0,75}.$$

Por tanto, con el material más puro que se puede obtener, para el cual N_I vale menos de 10^{13} átomos/cm³ (aproximadamente, 1 átomo de impureza por cada 5×10^9 átomos de silicio), es posible obtener tensiones de ruptura de varios miles de voltios (figura 2-13). No obstante, en el diodo ya terminado, la duración de vida de los portadores es más difícil de controlar. Aunque los cristales de silicio pueden ser producidos con elevada duración de vida de los portadores, ésta se reduce de modo notable durante

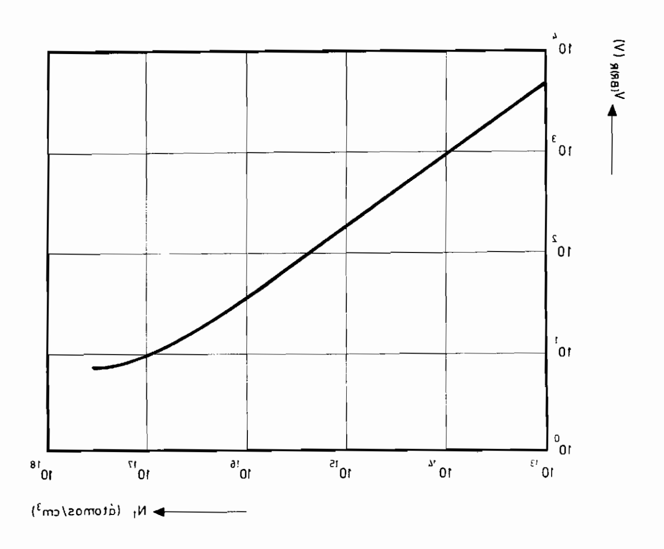


Fig. 2-13. Tensión inversa de ruptura $V_{(BR)R}$ en función de la concentración N de átomos de impurezas

los procesos de difusión. En la fig. 2-14 se muestra la relación entre la duración de los portadores y la tensión de ruptura, para espesores de la capa central y profundidades de difusión iguales.

En el caso de diodos P^+P, la relación anterior no resulta estrictamente cierta. De hecho la tensión de ruptura es menor, pero la duración de vida de los portadores en el diodo ya terminado resulta de mayor importancia. El funcionamiento en sentido inverso de los diodos de potencia se ha mejorado mediante reducción de la degradación de la duración de los portadores durante la fabricación; no obstante, si se pudieran mantener duraciones de 1 ms, se obtendrían diodos capaces de funcionar con tensiones entre 5 y 10 kV.

El diodo de tres capas representa un gran avance frente a los dispositivos primitivos y se acepta como un valioso componente para la rectificación de potencias elevadas.

2.3. DIODOS DE AVALANCHA CONTROLADA

2.3.1. ¿Qué significa «avalancha controlada»?

Por lo general, los diodos pueden absorber momentáneamente centenares de vatios en sentido directo. Sin embargo, en sentido inverso a veces resultan perjudicados con sólo unos pocos vatios de disipación de potencia, como ocurre durante un breve transitorio de tensión. La razón de este contraste es que en sentido directo el calor generado se distribuye regularmente por el cristal, mientras que en sentido inverso la producción de calor tiene carácter local. Para elevados niveles de tensión inversa se producirá la ruptura en puntos débiles cercanos a la superficie común de la unión y no a través de todo el cristal. La ruptura origina puntos calientes debidos a la disipación de potencia en tan pequeño volumen; la estructura del semiconductor puede romperse en estos puntos. Es muy difícil predecir la energía que puede llegar a absorberse de este modo, aunque en definitiva es menor que la que puede disipar a través de toda la sección transversal del cristal.

En los diodos de avalancha controlada, el campo eléctrico local se limita envolviendo cuidadosamente toda la superficie del semiconductor. Entonces, si acaso, se producirá ruptura del cuerpo y no de la superficie.

Como siempre, resulta importante que la red cristalina posea gran regularidad y que las impurezas estén distribuidas de manera uniforme con el fin de obtener un verdadero efecto de avalancha a través de toda la superficie de la unión. Esta avalancha, siempre que se mantenga dentro de límites aceptables de energía, es de naturaleza no destructiva.

La tensión para la cual se produce la avalancha se determina durante la fabricación, mediante una dosificación precisa de la concentración de impurezas en las zonas de las uniones y prestando especial atención a la geometría del diodo.

Los diodos de avalancha controlada se caracterizan por las siguientes propiedades:

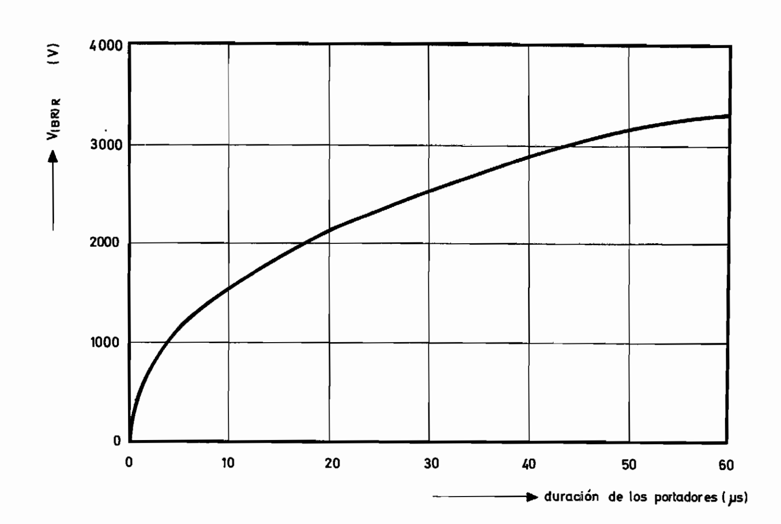


Fig. 2-14. Tensión inversa de ruptura en función de la duración de los portadores

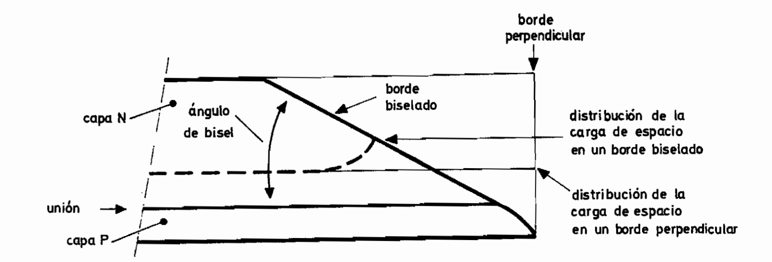


Fig. 2-15. Unión *PN* biselada con notable polarización inversa

— características máximas y mínimas de avalancha exactamente especificadas, con regiones en las cuales se superponen las tensiones de un tipo a otro,
— dentro de los límites indicados en las hojas de características, los transitorios contenidos en la zona de avalancha son absorbidos sin causar daño,
— una avalancha mantenida resulta posible sin destrucción.

2.3.2. Efecto de los bordes biselados

La geometría del diodo desempeña un importante papel en la determinación de las características de un diodo de avalancha controlada. El efecto de una elevada polarización inversa en una unión P^+N con los bordes biselados se ha representado en la figura 2-15, en la cual puede verse como la carga de espacio se desvía hacia arriba en las proximidades del bisel. Por consiguiente, la anchura a través de la cual se desarrolla la barrera de potencial será mucho mayor en el borde del cristal que en su interior, con lo cual se origina en los bordes un campo eléctrico de intensidad reducida. Naturalmente, al aumentar la tensión inversa en el interior se producirá la ruptura sin que ello afecte al borde del cristal. Esta acción excluye los fenómenos imprevisibles e inciertos que ocurren en los bordes para elevadas tensiones inversas. De hecho, la ruptura es transferida al interior del cristal, donde sus propiedades pueden ser mantenidas bajo estricto control durante la fabricación.

La intensidad de campo máxima que se presenta en el bisel del cristal se reducirá al disminuir el ángulo de biselado; no obstante, por razones tecnológicas existe un límite inferior para dicho ángulo.

El efecto del biselado en un diodo de tres capas se muestra en la fig. 2-16 junto con el esquema del condensador equivalente (placa de dimensiones limitadas frente a placa de dimensiones infinitas). Con escasa polarización inversa, cuando la capa de agotamiento todavía no se ha extendido hacia la capa P^+, el sistema actúa como una sola unión N^+P biselada. No obstante, con una polarización inversa más elevada la carga de espacio alcanza la capa P^+ y la distribución de tensión se concentra alrededor del borde de la unión P^+P (zona A). (Con escasa polarización inversa, la máxima carga de espacio se desarrolla precisamente encima de la unión N^+P, al igual que en un diodo con una sola unión, pero al aumentar la polarización inversa, el pico de intensidad de campo se desplaza hacia la unión P^+P.) La configuración del campo es similar a la que se presenta en el borde de un condensador formado por una placa de superficie finita frente a otra de superficie infinita. Este campo local es controlado por el radio del bisel. De modo similar, la máxima intensidad de campo en el borde de la unión P^+P está controlada por el ángulo de biselado. Eligiendo éste cuidadosa-

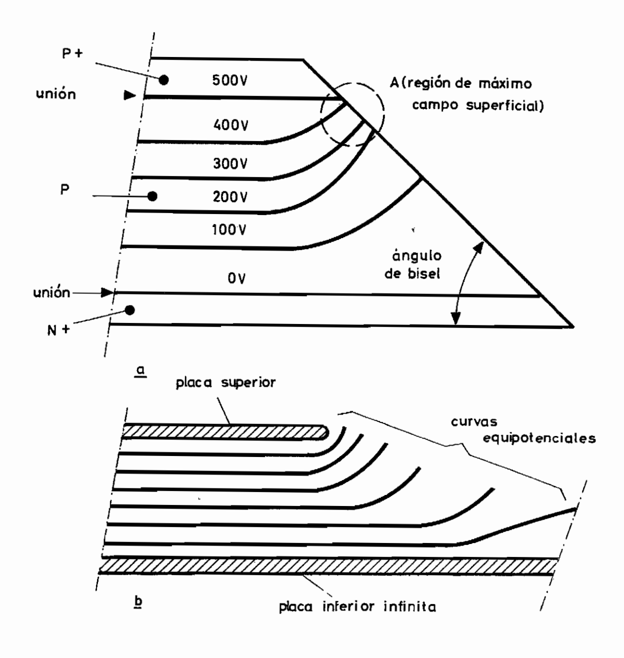


Fig. 2-16. Diodo de tres capas biselado y con notable polarización inversa *(a)* y condensador equivalente *(b)*

mente, puede reducirse en gran medida el campo máximo existente en el borde, aunque no de modo igual que en un diodo de dos capas.

El diodo de avalancha controlada, que contiene un mecanismo para manejar transitorios de tensión, simplifica enormemente la protección de circuitos y otros problemas de diseño. Este diodo es capaz de absorber impulsos de energía debidos a súbitas conmutaciones, ruptura de fusibles, etc., siempre que trabaje dentro de sus límites prescritos. A diferencia de otros diodos, los de avalancha controlada no requieren necesariamente la protección de resistores y condensadores cuando se conectan en serie. Por tanto, ofrecen como principal característica una gran seguridad con un diseño simplificado.

DIODOS RECTIFICADORES DE SILICIO

3. Características y propiedades térmicas

Se analizan en esta tercera parte las características de los diodos rectificadores (directas, inversas, de recuperación y transitorias) y las consideraciones térmicas en lo que a funcionamiento se refiere (estabilidad, resistencia e impedancia transitoria).

3.1. CARACTERÍSTICAS DE LOS DIODOS DE POTENCIA

Las hojas de datos técnicos de los diodos de potencia suelen incluir curvas de corriente en función de la tensión, tanto en sentido directo como en sentido inverso, y también curvas de disipación de potencia en función de la corriente directa media. Todas estas curvas, junto con los valores límite no repetitivos, indican las condiciones óptimas de funcionamiento de los dispositivos, y la observancia de las mismas garantiza una mayor seguridad de uso. En el caso de funcionamiento continuo los factores que limitan las posibilidades del diodo son la máxima corriente directa media y la tensión de cresta inversa. Con sinusoides de frecuencia comprendida entre 50 y 400 Hz, las pérdidas directas e inversas determinan principalmente la disipación total, constituyendo las directas la parte más importante. No obstante, las pérdidas inversas no deben despreciarse, pues aumentan con la temperatura y pueden provocar un funcionamiento inestable (embalamiento térmico de la unión). A más de 400 Hz la disipación transitoria de conmutación puede alcanzar niveles notables debido a la recuperación inversa.

Los valores no repetitivos determinan la aptitud del diodo para absorber los transitorios de la alimentación y pueden ser decisivos en la elección del tipo de diodo.

3.1.1. Características directas

El funcionamiento de un diodo de tres capas polarizado en sentido directo, se ha estudiado anteriormente. Las figs. 3-1 y 3-2 muestran de forma esquemática las características directas de un diodo de esta clase en condiciones de carga estable y transitoria. Con niveles bajos de potencia, en que la corriente que circula está limitada principalmente por la inyección, el diodo funciona como un dispositivo de una sola unión. Al aumentar la polarización directa (nivel de inyección elevado), mejora la conductividad de la capa central y empieza a comportarse de modo parecido a un diodo PIN (fig. 3-1). Dentro de la zona de carga permanente y hasta unos 100 A/cm², la pendiente de la curva log I_F en función de V_F puede expresarse como q/akT, con a comprendida entre 1 y 2 (valor medio 1,6). En la zona que comprende los valores de pico repetitivo y que se

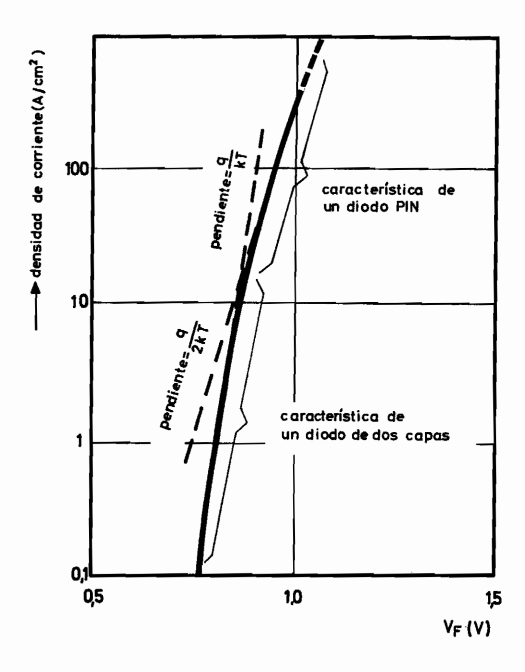


Fig. 3-1. Característica directa en régimen estable de un diodo con estructura de tres capas

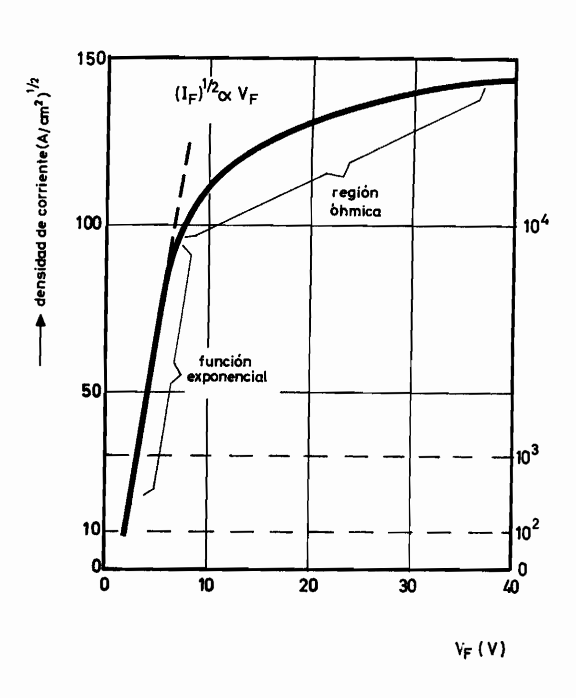


Fig. 3-2. Característica directa de un diodo de tres capas en condiciones transitorias

extiende hasta los límites superiores de los transitorios, las concentraciones de portadores en la capa central se aproximan a las de las capas P^+ y N^+ (nivel de inyección elevado) y resulta cada vez más difícil extraer portadores de las capas exteriores a través de la capa central. Con estos niveles la circulación de la corriente queda limitada por la carga de espacio. Más allá de esta región el diodo parece comportarse como un componente óhmico, de modo que los resultados medidos carecen de importancia debido a que dependen mucho de las condiciones.

La fig. 3-3 muestra la característica directa del diodo de 150 A tipo BYX14, para dos temperaturas distintas de la unión. Como puede verse, un aumento de la temperatura de funcionamiento reduce la caída de tensión directa para corrientes dentro del margen de carga permanente (hasta 150 A de corriente media). Este fenómeno de dependencia de la temperatura se aprovecha cuando el aumento de la temperatura de la unión por causa de una carga pulsante se determina controlando la caída de tensión directa con una corriente directa permanente muy baja (véase más adelante). La característica directa es independiente del tiempo en el sentido de que las características dinámica y estática coinciden. Ello no es absolutamente cierto en aplicaciones de conmutación en las que pueden presentarse efectos de recuperación.

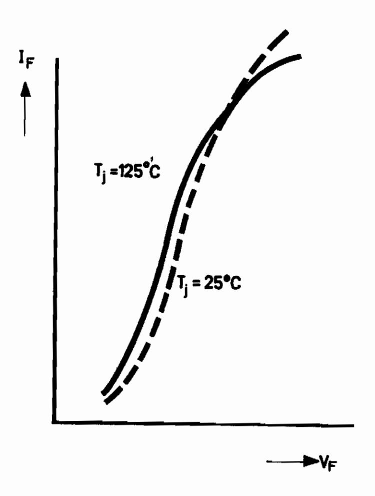


Fig. 3-3. Influencia de la temperatura de la unión sobre las características directas del diodo de potencia BYX14

La corriente directa y la caída de tensión directa ocasionan una pérdida de potencia en el interior del diodo, que es causa de un aumento de la temperatura de la unión. La máxima temperatura permisible en la unión determina la disipación de potencia directa máxima (las pérdidas inversas son prácticamente despreciables), y ésta, a su vez, fija el va-

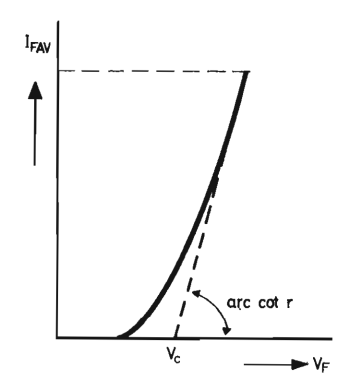


Fig. 3-4. Determinación de la pérdida de potencia directa

lor límite de la corriente directa media, aunque el diodo pueda conducir corrientes muy superiores a este valor. La pérdida de potencia directa puede determinarse mediante la fig. 3-4 y con ayuda de la fórmula:

$$P_{FAV} = V_c I_{FAV} + I_{F(\mathrm{rms})}{}^2 r_{\mathrm{dif}}\,, \tag{3-1}$$

en donde P_{FAV} = disipación de potencia directa media
I_{FAV} = corriente directa media
$I_{F(\mathrm{rms})}$ = corriente directa eficaz
V_c = tensión correspondiente a la intersección de la tangente con la abscisa
r_{dif} = resistencia diferencial (c.a.) determinada por el nivel de la corriente directa media.

Tomando como ejemplo el diodo BYX14 funcionando con sus valores máximos y con un ángulo de conducción de 180°, se obtiene:

$$V_c = 0{,}9 \text{ V},\ I_{FAV} = 150 \text{ A},\ I_{F(\mathrm{rms})} = 1{,}57 \times 150 = 235 \text{ A},\ r_{\mathrm{dif}} = 1{,}2 \text{ m}\Omega,$$

lo cual permite escribir:

$$P_{FAV} = 0{,}9 \times 150 + 235^2 \times 0{,}0012 = 201 \text{ W}.$$

En la fig. 3-5 se muestra la disipación de potencia en función de la corriente directa media para los diodos de la serie BYX14. Nótese que puede disiparse una cantidad notable de potencia a través de la unión, por lo cual resulta necesario refrigerar el diodo para mantener la temperatura de la unión dentro de límites seguros.

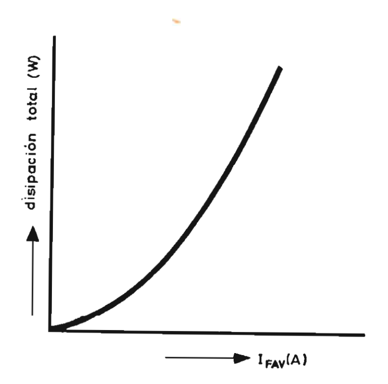


Fig. 3-5. Disipación de potencia directa en función de la corriente directa media (serie BYX14)

3.1.2. Característica inversa

Cuando se polariza un diodo en sentiuo inverso, circula por el mismo una corriente de fuga. Esta corriente tiene dos componentes. Uno de ellos es la corriente de saturación, originada por los portadores de equilibrio térmico liberados por la capa central de agotamiento y cuyo valor es máximo para una tensión inversa relativamente baja (ver apartado 2.1.3); la corriente de saturación puede despreciarse en el caso del silicio. El otro componente es la corriente de «generación», debida a portadores tomados y liberados en los centros de atracción situados en el interior de la zona de la carga de espacio de la unión.

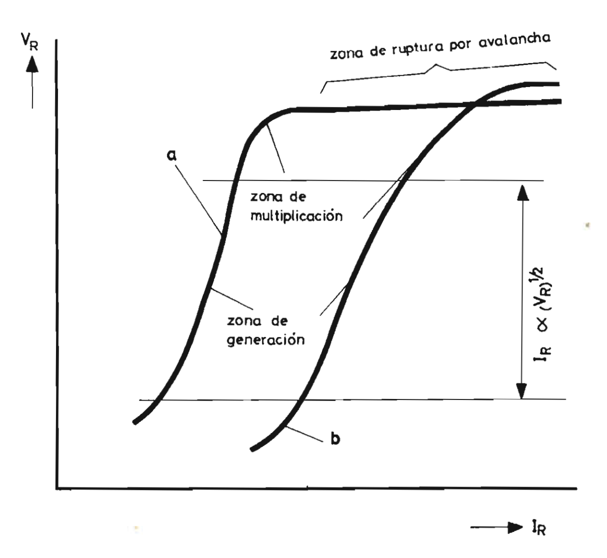


Fig. 3-6. Influencia de la temperatura sobre la característica inversa generalizada:
a) temperatura normal
b) temperatura de funcionamiento elevada

La relación entre las corrientes generadas dentro y fuera de las capas de la carga de espacio de la unión es 0,1 para una unión típica de germanio, y puede alcanzar valores de hasta 3.000 con el silicio. Evidentemente, la corriente de generación es con mucho el componente principal de la corriente total de fuga en los diodos de silicio.

En la fig. 3-6 se muestra una curva habitual de las uniones polarizadas en sentido inverso, trazada en escala logarítmica. En el margen de la corriente de generación, I_R es una función radical de la tensión inversa. Para niveles más elevados de la tensión inversa se produce una multiplicación de portadores que ocasiona un notable aumento de la corriente inversa. Si se aumenta más la polarización inversa, surge la avalancha, con la consiguiente ruptura.

Como muestra la fig. 3-6, la corriente inversa depende notablemente de la temperatura y se multiplica por un factor 2 por cada 10 ó 15 °C de aumento. La relación entre la corriente de fuga y la temperatura es:

$$i_1 = i_0 \cdot \exp\{c(T_1 - T_0)\}, \qquad (3\text{-}2)$$

en donde i_0 = corriente de fuga para una temperatura de la unión T_0.
i_1 = corriente de fuga para una temperatura de la unión T_1.
c = coeficiente de temperatura (0,03 a 0,07 por °C).

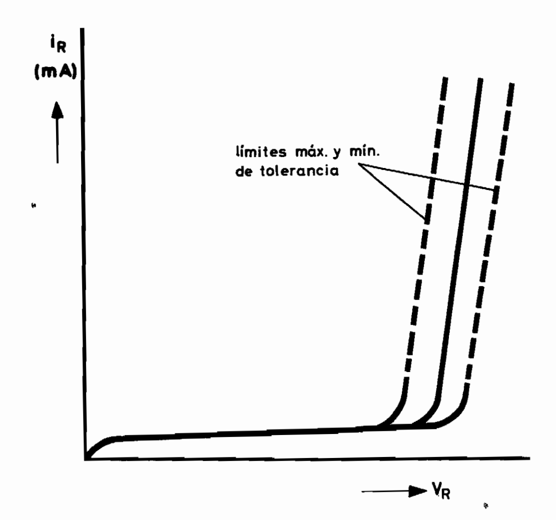


Fig. 3-7. Característica inversa, a 25 °C de los diodos de avalancha controlada de la serie BYX27

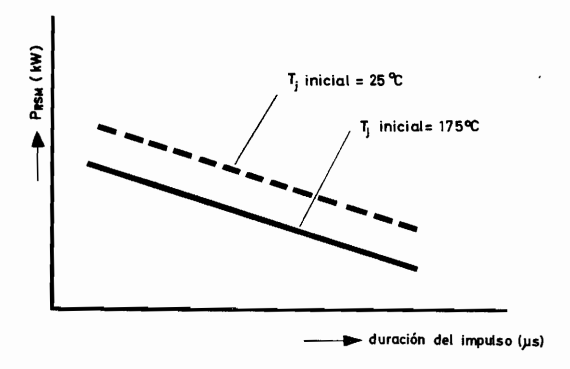


Fig. 3-8. Potencia inversa de pico no repetitivo de la serie BYX27 en función de la duración del impulso

Las pérdidas inversas son proporcionales a las corrientes de fuga; por tanto, de la ecuación (3-2) se deduce:

$$P_1 = P_0 \exp\{c(T_1 - T_0)\}, \qquad (3\text{-}3)$$

en donde P_0 = pérdidas inversas para T_0
P_1 = pérdidas inversas para T_1.

El hecho de que las pérdidas inversas dependan de la temperatura puede provocar inestabilidades térmicas (ver apartado 3.2.1) en circuitos mal diseñados.

La fig. 3-7 muestra la característica inversa de los diodos de avalancha controlada de la serie BYX27, a una temperatura de la unión de 25 °C. Además de depender de las tolerancias de fabricación, la tensión de ruptura de avalancha posee un coeficiente de temperatura de 0,001 aproximadamente. La fórmula es:

$$V(T) = V_{T=25}\,\{1 + 0{,}001(T - 25)\}, \qquad (3\text{-}4)$$

en donde $V(T)$ es la tensión de ruptura de avalancha a una temperatura de la unión de T °C.

Aunque, a diferencia de los demás diodos, el de avalancha controlada puede trabajar cerca o incluso dentro de la región de ruptura, en las hojas de características se especifica un valor de la tensión de trabajo inversa de cresta para asegurar que el diodo pueda soportar toda la tensión inversa en funcionamiento continuo, para la mínima tensión de avalancha y la menor temperatura permitida de la unión (− 55 °C).

En la fig. 3-8 se muestra la curva de transitorios no repetitivos para dicha serie (BYX27), para dos valores distintos de la temperatura inicial de la unión

y para distintas duraciones de los impulsos (impulsos rectangulares). Como puede verse, en el modo inverso y en virtud del reparto homogéneo del calor en el seno del cristal, pueden absorberse transitorios de potencia similares a los permitidos para el caso de polarización en sentido directo. La potencia disipada en el modo inverso se expresa por:

$$P = A(T_{jNR} - T_j)t^{-1/2}, \qquad (3\text{-}5)$$

en donde A = constante del diodo
T_{jNR} = cresta no recurrente de temperatura de la unión, debida al transitorio
T_j = temperatura de la unión antes de aplicar el transitorio
t = duración del impulso rectangular.

Puesto que T_{jNR} es muy superior al valor permitido para funcionamiento permanente, los transitorios de potencia inversa que representa la fig. 3-8 son esencialmente de naturaleza no repetitiva.

3.1.3. Efectos de recuperación

Cuando un diodo de potencia se conmuta del estado conductor al de bloqueo o viceversa, no adquiere inmediatamente estabilidad. La conmutación del diodo da lugar a transitorios, los cuales originan una pérdida constante de energía por cada ciclo de conmutación, siempre que los parámetros eléctricos no varíen. En estas condiciones dicha pérdida de energía transitoria aumentará proporcionalmente a la frecuencia de conmutación, de modo que puede llegar a contribuir en cantidad importante a la potencia total disipada por el diodo, y en este caso sería necesario rebajar los valores límite del mismo.

Recuperación directa

En la fig. 3-9 se muestra la situación que se presenta cuando el diodo pasa al estado conductor. Será necesario un tiempo finito para invadir la capa central con portadores minoritarios de modo que llegue a ser altamente conductora. Por ello, la velocidad de crecimiento de la corriente no será infinita y sobre el diodo se presentará una tensión superior al valor de estabilidad. El valor de pico de esta tensión de recuperación directa depende de la velocidad de crecimiento de la corriente (determinada a su vez por el circuito exterior) y de su valor final.

La duración del transitorio, denominada tiempo de recuperación directa, suele ser pequeña respecto al tiempo de recuperación inversa. Normalmente, la pérdida de energía durante la recuperación directa es también mucho menor que la correspondiente a la recuperación inversa. Por tanto, la recuperación directa no presenta problemas importantes.

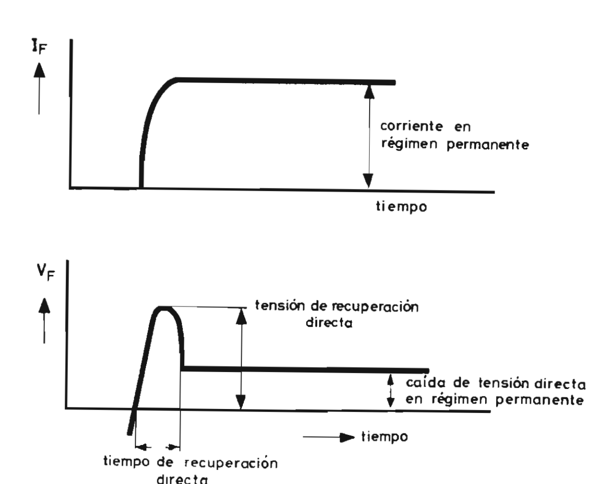


Fig. 3-9. Recuperación directa (teórica)

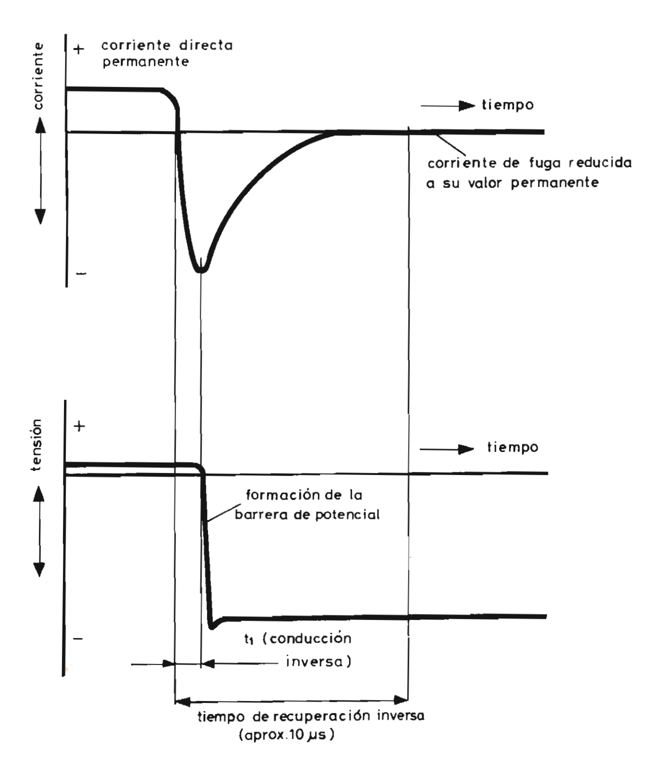


Fig. 3-10. Recuperación inversa

Recuperación inversa

Al aplicar la tensión inversa, el diodo es incapaz de volver inmediatamente al estado polarizado en sentido inverso. La abundancia de portadores de carga en la capa central crea una distribución de potencial que no puede modificarse de modo instantáneo. La carga existente en dicha capa debe ser eliminada por recombinación y difusión de los portadores. Del mismo modo, durante el tiempo t_1 (figura 3-10) se mantiene la caída de tensión directa, aunque se haya invertido la corriente del diodo por acción de una tensión exterior. Tan pronto como se ha eliminado la carga, disminuye la corriente inversa, lo cual permite la creación de una barrera de potencial. La aptitud para soportar la tensión inversa no se recupera hasta que la corriente de fuga alcanza su valor estable.

Tanto el transitorio de corriente inversa como el tiempo de recuperación inversa depende de la corriente directa, velocidad de disminución de la corriente directa y tensión inversa. La recuperación inversa es más lenta en ausencia de tensión inversa, ya que entonces no existe caída de tensión a través de la estructura del diodo que ayude a la extracción del exceso de portadores de carga. El transitorio de corriente inversa es el resultado de dos hechos: eliminación del exceso de los portadores y carga de la capacidad que presenta la capa de agotamiento.

La corriente inversa que circula durante la formación de la barrera de potencial es relativamente intensa y causa la mayor parte de las pérdidas propias del proceso de recuperación inversa. Estas pérdidas aumentan con la corriente directa y con la frecuencia. Aunque considerablemente mayores que las pérdidas de recuperación directa, pueden despreciarse para frecuencias normales de red.

3.1.4. Características transitorias

Se dice que un dispositivo semiconductor funciona en régimen repetitivo cuando la temperatura máxima de su unión no rebasa el valor límite impuesto para funcionamiento continuo. De modo análogo, se dice que funciona en régimen no repetitivo cuando la temperatura de la unión excede este valor máximo (continuo) durante un instante, o sea cuando se sobrecarga dentro de los límites especificados por el constructor. Este modo de funcionamiento abarca fenómenos poco frecuentes, como corrientes de arranque, corrientes de cortocircuito, aumentos bruscos de corriente debidos a conmutación y descargas atmosféricas. El diodo debe poder absorber afluencias esporádicas de energía, muy superiores a la necesaria para su funcionamiento continuo. De hecho, en muchos casos la elección de un diodo no se hace según las necesidades de funcionamiento continuo, sino atendiendo a los transitorios que pueden presentarse.

El funcionamiento no repetitivo está sujeto a las siguientes directrices:

— el diodo debe funcionar en todo caso dentro de los valores límite especificados;
— los niveles de carga que representan los valores límite no repetitivos especificados deben presentarse sólo un número limitado de veces a lo largo de la vida del diodo;
— las sobrecargas permitidas no deben presentarse en rápida sucesión. La unión ha de poder enfriarse, como mínimo hasta la temperatura máxima permitida para funcionamiento continuo, antes de aplicar una nueva sobrecarga.

Esta exigencia se refiere en especial al caso en que los transitorios (debidos a un cortocircuito, por ejemplo) deben ser absorbidos por un diodo que se halle funcionando en las condiciones máximas de régimen permanente.

La observación de estas reglas evita cualquier deterioro de las características del diodo y garantiza un funcionamiento seguro.

Los valores límite para el funcionamiento en régimen no repetitivo se determinan mediante la curva de corriente transitoria y el diagrama de I^2t. En la figura 3-11 se muestra una curva típica de corriente transitoria, en la cual se ha representado la corriente directa máxima de pico (semiondas de sinusoide) en función del número de semiciclos de sinusoide a 50 Hz. Los impulsos de corriente se suponen de la misma amplitud y separados por tiempos de reposo equivalentes a un semiciclo. Supongamos que un cortocircuito persiste durante 5 ciclos (duración 0,1 s); el diodo será capaz de absorber 5 semiondas de sinusoide con un valor de pico de 270 A (T_{mb} = 125 °C) y una duración de 10 ms, siempre que se hallen separados por intervalos de 10 ms. Nótese que este tipo de transitorio es tolerable aun funcionando en condiciones de plena carga.

Los valores límite I^2t se refieren a transitorios subcíclicos, es decir, transitorios aislados cuya duración sea inferior a 10 ms. Durante tan breve espacio de tiempo el diodo se comporta esencialmente como un resistor con una capacidad térmica fija y sin evacuación de calor en la zona de la unión mientras circula por ella la corriente transitoria. Lo importante en este caso es la energía transitoria total acumulada en la zona de la unión, la cual puede representarse de forma muy aproximada mediante la inte-

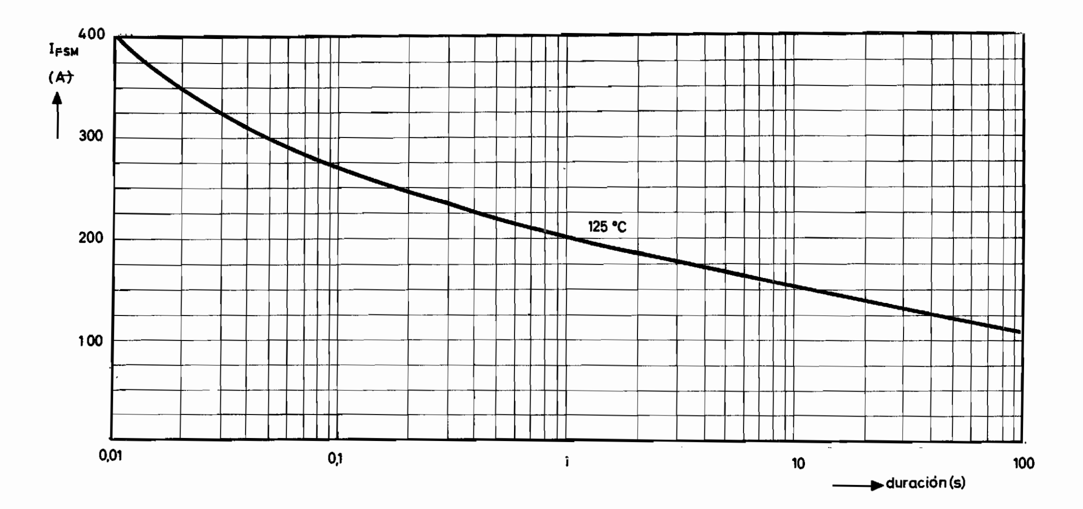


Fig. 3-11. Curva de corriente transitoria para la serie BYX13, suponiendo que la temperatura de la unión sea la máxima permisible antes de aplicar el transitorio

gral en el tiempo (I^2t) del cuadrado de la corriente directa. El valor de seguridad de I^2t es más bajo para transitorios subcíclicos que para transitorios cuya duración sea de 10 ms o más, debido a que en este último caso el calor puede ser evacuado durante la sobrecarga, con lo cual se limita el aumento de temperatura de la unión. Los valores límite de I^2t resultan de particular interés cuando los diodos de potencia se protegen mediante fusibles.

La fórmula siguiente relaciona el máximo valor de pico permisible en un transitorio de corriente de 10 ms de duración (semiondas de sinusoide) con el valor límite de la corriente media en estabilidad. En general, se tiene:

$$I_{FSM\ max}/I_{FAV\ max} = 16 \text{ a } 20. \qquad (3\text{-}6)$$

3.2. CONSIDERACIONES TERMICAS

3.2.1. Estabilidad térmica

La condición térmica de trabajo de un diodo de potencia está determinada por la sencilla ley del equilibrio térmico, teniendo en cuenta que el calor suministrado al diodo debe ser igual al calor evacuado del mismo. No obstante, el cumplimiento de esta condición no significa necesariamente que se obtenga un funcionamiento térmico estable. Aun cuando el sistema de refrigeración elimine todo el calor originado en el diodo, puede producirse inestabilidad térmica. Ello es debido a que las pérdidas inversas dependen de la temperatura de la unión y aumentan con ella (ver ecuación 3-2). El sistema resulta térmicamente inestable cuando la cantidad de potencia suministrada a la unión por grado centígrado empieza a superar la cantidad de calor evacuado por grado. A menos que se detenga el proceso, el desplazamiento resultante de la temperatura de la unión causará con seguridad la ruptura del diodo. Sin embargo, en general la dependencia que las pérdidas directas tienen respecto a la temperatura puede despreciarse. La condición para que exista estabilidad térmica puede expresarse como:

$$dP_{RAV}/dT_j < dP_A/dT_j, \qquad (3\text{-}7)$$

en donde P_{RAV} = disipación media de potencia inversa (calor suministrado a la unión)
P_A = potencia evacuada de la unión
T_j = temperatura de la unión

La evacuación de calor depende de la resistencia térmica total $R_{th\,j-a}$ del circuito térmico entre la unión y el ambiente, e incluye la resistencia térmica entre la unión y el fondo de la cápsula y, si se emplea un radiador, la resistencia térmica entre el fondo de la cápsula y el radiador y entre el radiador y el ambiente. Esta resistencia térmica puede expresarse del siguiente modo:

$$R_{th\ j-a} = \Delta T_j/\Delta P_A = (T_j - T_{amb})/P_A. \qquad (3\text{-}8)$$

Con ayuda de la ecuación (3-3), la condición (3-7) puede expresarse en términos de $R_{th\,j-a}$. Sustituyendo P_{RAV} en vez de P_1, y T_j en vez de T_1, en (3-3) se obtiene:

$$P_{RAV} = P_o \exp c(T_j - T_o).$$

Derivando con respecto a T_j:

$$\frac{\mathrm{d}P_{RAV}}{\mathrm{d}T_j} = cP_o \exp c(T_j - T_o),$$

y, por tanto,

$$\frac{\mathrm{d}P_{RAV}}{\mathrm{d}T_j} = \frac{1}{cP_{RAV}}.$$

Entonces, para la estabilidad térmica, utilizando la ecuación (3-7), se puede escribir:

$$\frac{dP_{RAV}}{dT_j} \leqslant \frac{dP_A}{dT_j},$$

por tanto,

$$cP_{RAV} \leqslant \frac{1}{R_{th\ j-a}},$$

o bien,

$$R_{th\ j-a} \leqslant \frac{1}{cP_{RAV}}. \qquad (3\text{-}9)$$

Esta condición de estabilidad térmica debe satisfacerse para la máxima temperatura de la unión y para la mayor corriente de fuga prevista, con el diodo sometido a la tensión de trabajo inversa de cresta. La máxima resistencia térmica exterior permisible puede obtenerse en las hojas de características de cada diodo.

En la fig. 3-12 se representa el comportamiento térmico de un diodo. Las curvas se cortan en dos puntos de trabajo, *A* y *B*, lo cual significa que en estos puntos el calor generado es igual al evacuado. En *A* se satisface la condición 3-6, que asegura un funcionamiento incondicionalmente estable del diodo; el sistema volverá al punto *A* después de cualquier perturbación del equilibrio térmico. En el punto *B* el sistema no cumple aquella condición. El funcionamiento en este punto será estable si no se perturba el equilibrio térmico. Cualquier aumento de la potencia disipada producirá una acumulación de calor,

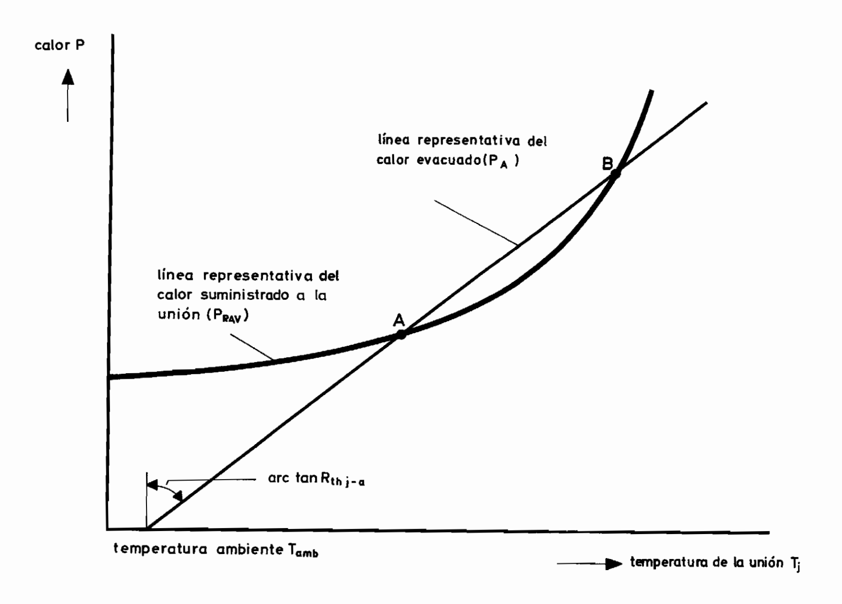


Fig. 3-12. Estabilidad térmica: *a)* incondicional, *b)* condicional

puesto que éste no puede ser evacuado tan rápidamente como se genera. Entonces no existirá límite para el aumento de temperatura de la unión, y el diodo puede llegar a destruirse por avalancha.

La situación práctica se describe en la fig. 3-13. El calentamiento del diodo se representa mediante una serie de curvas referidas a diversos valores de la corriente directa. Las rectas l_1, l_2 representan el efecto refrigerador aportado por dos radiadores distintos. El sistema refrigerador representado por l_1 estabilizará la temperatura de la unión en los puntos A_1, A_2, A_3 para diversas cargas y para la máxima temperatura ambiente prevista $T_{amb\ máx}$. El funcionamiento estable queda totalmente asegurado aun incluso a plena carga (punto A_3). No obstante, con una refrigeración inadecuada el funcionamiento estable resulta posible sólo hasta el punto B. Estas condiciones pueden impedir el total aprovechamiento de las posibilidades de un diodo, debido a que la excesiva resistencia del circuito térmico exterior mantendrá la unión a una temperatura muy próxima a la máxima permisible. En efecto, el funcionamiento en el punto B, en donde l_2 es tangente a la curva de calentamiento, entrañará el riesgo de acumulación térmica, de modo que será preciso rebajar los valores límite del diodo para evitarlo.

Por encima de una temperatura determinada el cristal empieza a perder sus propiedades semiconductoras. No obstante, el fabricante sitúa el límite superior de seguridad para la temperatura de la unión a un nivel mucho menor, con objeto de asegurar la estabilidad térmica. Por lo general el límite superior es 190 °C; si se observan este límite y los restantes puede esperarse que el diodo funcione satisfactoriamente durante un largo período de tiempo. Está permitido rebasar ocasionalmente la temperatura máxima de la unión debido a fenómenos transitorios, siempre que éstos se mantengan dentro de los límites prescritos como no repetitivos. Debe recordarse que los valores límite no repetitivos se basan en la hipótesis de que las sobrecargas permitidas sólo se producirán algunos centenares de veces durante la vida del diodo.

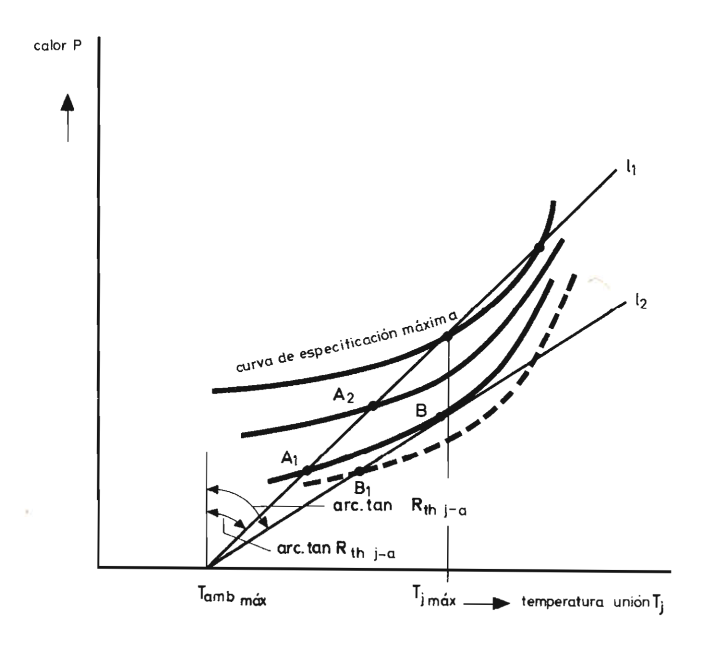


Fig. 3-13. Efecto de un sistema refrigerador sobre la inestabilidad térmica: l_1, sistema de diseño correcto; l_2, sistema de diseño incorrecto

3.2.2. Resistencia térmica

En la tabla 3-1 se han representado las magnitudes térmicas y sus unidades junto con las magnitudes eléctricas análogas y sus unidades respectivas. La analogía eléctrica exige que el material sólido (o cualquier conductor del calor) se considere como una resistencia térmica a través de la cual circula calor (o potencia) como resultado de una diferencia de temperatura entre sus extremos; del mismo modo que una diferencia de potencial hace que circule corriente por un conductor eléctrico. Al introducir la noción de capacidad térmica pueden tratarse los sistemas físicos como redes *RC* en cascada según convenga. El cambio de temperatura en un punto de un sistema físico se calcula como una variación de tensión en el mismo punto del circuito equivalente. Una vez establecido el equilibrio térmico, es decir, en régimen estable, todas las capacidades almacenadas de calor han sido «cargadas» a su temperatura final y sólo tiene importancia la resistencia térmica total. Esta resistencia puede ser utilizada para determinar la pérdida de potencia permisible en un dispositivo por el cual circule una c.c. pura y con unas temperaturas del ambiente y de la unión determinadas. Con carga pulsante (caso en el cual puede incluirse el funcionamiento estable con c.a.) no se obtendrá el equilibrio térmico y se presentarán transitorios en el flujo de potencia. La influencia de las capacidades almacenadoras de calor se tiene en cuenta al definir las impedancias térmicas transitorias, que no tienen analogía eléctrica. De acuerdo con la tabla 3-1, en el estado estable:

$$\Delta T = PR_{th}. \tag{3-10}$$

Esta ley regulará la salida al ambiente del calor generado en el interior de un dispositivo durante su

funcionamiento normal. Volviendo a escribir (3-10) en el caso práctico, se obtiene:

$$P = (T_{j\ max} - T_{amb\ max})/(R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-h} + R_{th\ h-a}), \quad (3\text{-}11)$$

en donde P = disipación total de potencia (directa e inversa)

$T_{j\ max}$ = máxima temperatura permitida en la unión

$T_{amb\ max}$ = máxima temperatura ambiente prevista

$R_{th\ j-mb}$ = máxima resistencia térmica permisible entre unión y base de montaje

$R_{th\ mb-h}$ = resistencia térmica entre base de montaje y radiador de calor

$R_{th\ h-a}$ = resistencia térmica entre radiador y ambiente

La potencia total disipada depende del valor de la corriente directa media, del tipo de rectificación utilizado y de la cresta de la tensión inversa de trabajo. Puesto que la temperatura máxima de la unión y la resistencia térmica entre unión y base de montaje son valores propios del diodo considerado, el valor máximo permisible de la corriente directa media depende de la resistencia del circuito térmico exterior $R_{th\ mb-h} + R_{th\ h-a}$ del valor previsto para $T_{amb\ max}$.

Por el contrario, si el diodo debe funcionar a sus valores límite, la resistencia del circuito térmico exterior debe reducirse mediante una refrigeración adecuada. El método se explicará haciendo referencia a la fig. 3-14.

Supongamos que se necesita un rectificador trifásico en puente para suministrar 400 V a 600 A, con una temperatura ambiente de 40 °C; el transformador será de una capacidad de 1,05 × 400 × × 600 = 252 kVA.

La corriente media por diodo es, naturalmente, 600/3 = 200 A. Por tanto, se escogerá un tipo entre los de la serie BYX33 (máxima corriente directa media, 250 A). La cresta de tensión de trabajo inversa es 1,05 × 400 = 420 V, por lo que se necesitarán diodos aptos para 600 V. Las líneas de trazos de la figura 3-14 muestran la utilización del gráfico en este caso. Una corriente directa media de 200 A representa una disipación total de potencia de 280 W por diodo (punto *P*). Para no rebasar la máxima temperatura permitida en la unión, la resistencia térmica $R_{th\ mb-a}$ no debe ser mayor que 0,33 °C/W

Tabla 3-1. Comparación de magnitudes eléctricas y térmicas, con indicación de símbolos y unidades.

eléctricas			térmicas		
magnitud	símbolo	unidad	magnitud	símbolo	unidad
tiempo	t	s	tiempo	t	s
tensión	V	V	diferencia de temperatura	ΔT	°C
corriente	I	A	potencia (1 kW = 860 kcal/h)	P	W
resistencia	$R = V/I$	Ω	resistencia térmica	$R_{th} = \Delta T/P$	°C/W
conductancia	$G = I/V$	S	conductancia térmica	$G_{th} = P/\Delta T$	W/°C
potencia	$P = VI$	W			
carga	$Q = It$	C	energía (1 kWh = 860 kcal)	$W = Pt$	Ws
capacidad	$C = Q/V$	F	capacidad de almacenamiento de calor	$C = W/\Delta T$	Ws/°C
impedancia	$Z = V(t)/I$	Ω	impedancia térmica transitoria	$Z_{th} = \Delta T/(t)/P$	°C/W
magnitudes específicas					
resistividad	$\varrho = RA/l$	Ωm	resistividad térmica	$\varrho = R_{th}A/l$	°Cm/W
conductividad	$\gamma = 1/\varrho$	Sm	conductividad térmica	$\gamma = 1/\varrho$	W/°Cm
			capacidad específica de almacenamiento de calor:		
			por unidad de masa *m**	$c = C/m$	Ws/°Cg
			por unidad de volumen *v*	$c = C/V$	Ws/m³ °C
			coeficiente de transferencia de calor (= conductancia térmica al medio refrigerador por unidad de superficie)	$h = G/A$	W/m² °C

* también llamado «calor específico»

(punto *Q*). Suponiendo que la resistencia térmica entre base de montaje y radiador valga 0,07 °C/W, la resistencia térmica entre radiador y ambiente no debe ser mayor que 0,26 °C/W.

Esta resolución gráfica puede comprobarse fácilmente aplicando la ecuación (3-11):

$$T_{j\ \max} = P(R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-h} + R_{th\ h-a}) + T_{amb\ \max}$$
$$= 280(0{,}20 + 0{,}07 + 0{,}26) + 40 = 188\ °\mathrm{C},$$

con $R_{th\ j-mb} = 0{,}20$ °C/W para el BYX33. La temperatura máxima de la unión es de 190 °C, por lo que el valor hallado para la resistencia térmica resulta correcto. La temperatura de la base de montaje puede obtenerse mediante:

$$T_{mb} = P(R_{th\ mb-h} + R_{th\ h-a}) + T_{amb}$$
$$= 280(0{,}07 + 0{,}26) + 40 = 132\ °\mathrm{C},$$

que concuerda con la solución gráfica (la intersección de la línea de trazos horizontal en la escala vertical derecha corresponde a 134 °C).

3.2.3. Impedancia térmica transitoria

En la fig. 3-15 se representa esquemáticamente un diodo de potencia con su radiador de calor, cuyo ciclo de calentamiento no resulta muy largo. La temperatura de la unión T_j aumenta debido a la potencia disipada que se suministra a su capacidad térmica C_1. Parte de dicha potencia es absorbida por el cuerpo del propio diodo, por lo que existe cierta diferencia entre T_j y T_{mb} (T_{mb}, temperatura de la base de montaje, medida en el centro de una de las caras hexagonales). El calor se transmite al radiador a través de la resistencia térmica entre base de montaje y radiador. La diferencia de temperatura entre radiador y ambiente produce la salida de calor del radiador a la atmósfera (u otro refrigerante). Mientras el calor suministrado al conjunto y el calor evacuado a la atmósfera sean diferentes no existirá funcionamiento estable.

La constante de tiempo térmica del diodo es muy pequeña comparada con la del radiador (valores típicos: algunos segundos y 10 minutos, respectivamente), debido a que la capacidad de almacenamiento de calor del diodo es baja. Por ejemplo, un cristal puede poseer una capacidad de almacenamiento de calor de 10 mW.s/°C y una capacidad total de $C_1 + C_2 = 5$ W.s/°C, frente a la de 56 W.s/°C de un radiador de cobre de 100 × 100 × 1,6 mm.

La respuesta de la unión a un impulso de potencia calefactora se ha representado en la fig. 3-16. Puede observarse que transcurre un tiempo determinado antes de que se alcance estabilidad. La curva de calentamiento es la inversa de la curva de refrigeración, de donde, para períodos de tiempo idénticos, se tiene que:

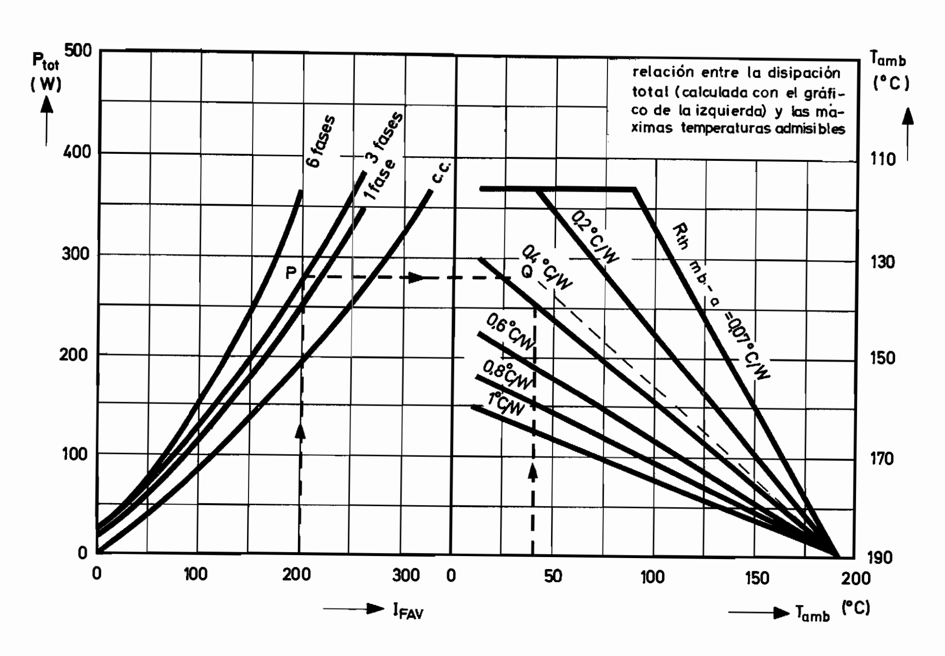


Fig. 3-14. Determinación de la resistencia térmica del radiador

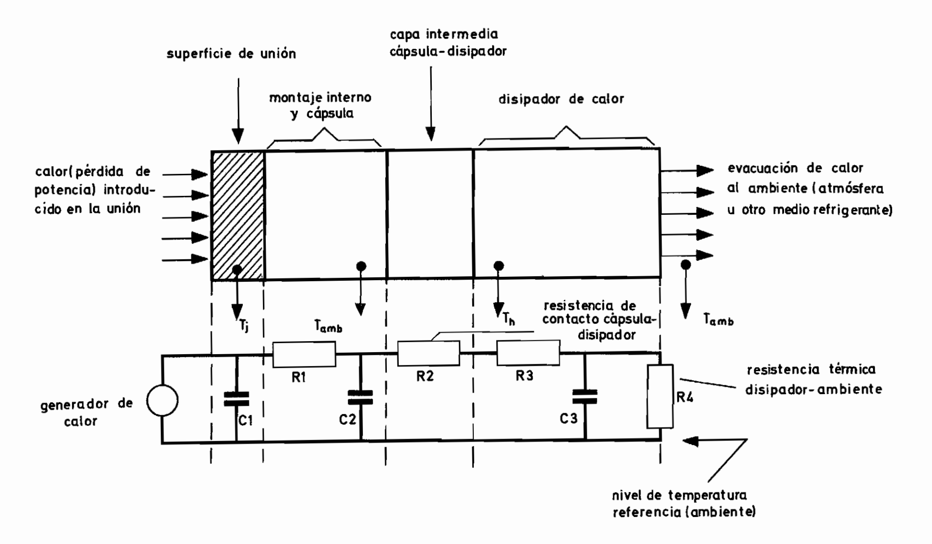


Fig. 3-15. Analogía eléctrica de la circulación de calor (energía) entre unión y ambiente, para ciclos de calentamiento más bien cortos

$$T_{\mathrm{cal}} + T_{\mathrm{frío}} = \Delta T. \qquad (3\text{-}12)$$

Dividiendo por el impulso de potencia P, se obtiene una ecuación expresada en términos de °C/W:

$$Z_{th\ \mathrm{frío}} = R_{th} - Z_{th\ \mathrm{cal}}. \qquad (3\text{-}13)$$

Evidentemente, en esta expresión, R_{th} es la resistencia térmica ya mencionada anteriormente, mientras que $Z_{th\ \mathrm{frío}}$ y $Z_{th\ \mathrm{cal}}$ son las impedancias térmicas transitorias, las cuales determinan el estado de desequilibrio térmico. Las curvas de impedancia y de temperatura se corresponden entre sí (fig. 3-16*b, c*).

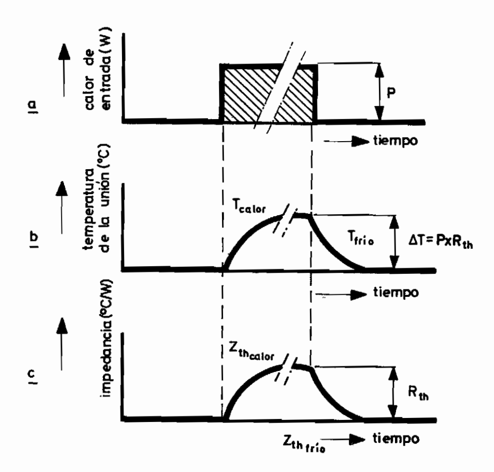


Fig. 3-16. Respuesta de la unión a un impulso cuadrado de potencia

En un circuito con una sola constante de tiempo, $Z_{th\ \mathrm{cal}}$ y $Z_{th\ \mathrm{frío}}$ pueden expresarse como:

$$Z_{th\ \mathrm{cal}} = R_{th}\ \{1 - \exp(-\ t/RC)\} \qquad (3\text{-}14)$$

y

$$Z_{th\ \mathrm{frío}} = R_{th}\ \exp(-\ t/RC). \qquad (3\text{-}15$$

Estas fórmulas constituyen buenas aproximaciones para un radiador de espesor moderado y con una temperatura superficial uniforme, es decir, con un rendimiento térmico muy próximo a la unidad. De esta forma ello supone que la capacidad térmica del radiador es grande con respecto a la del diodo. La impedancia térmica transitoria del radiador, medida o calculada mediante (3-14), puede añadirse entonces a la resistencia térmica del diodo para hallar la respuesta térmica total del conjunto (fig. 3-17). En esta figura se puede ver que el radiador no tiene ningún efecto sobre el sistema térmico durante el primer segundo que sigue a la introducción de un impulso de potencia; más tarde empieza a realizar su cometido en la evacuación de calor. Después de unos 300 s, la capacidad térmica del radiador ya no tiene eficacia para limitar el aumento de temperatura de la unión, y el valor final de la temperatura de unión será consecuencia casi exclusiva de la resistencia térmica del radiador.

Como se ha indicado anteriormente, la capacidad térmica del cristal es muy baja. Ello es cierto sobre todo en la zona de la unión. Si se somete la unión a una carga, se calienta rápidamente y su temperatura puede variar durante el ciclo de potencia. Su pequeña capacidad térmica puede resultar eficaz para

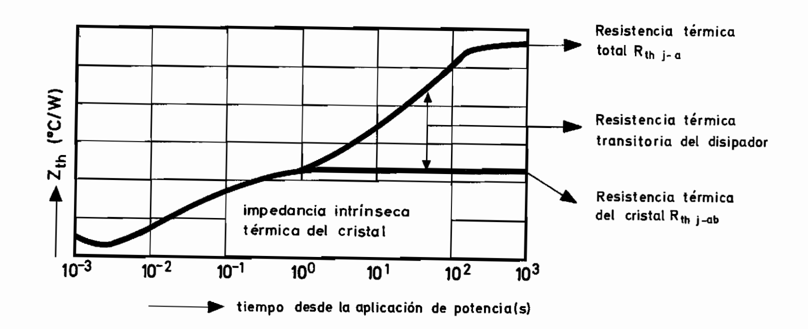


Fig. 3-17. Impedancias térmicas transitorias. Diodo BYX14 montado en radiador

detener el rápido aumento de temperatura de la unión para duraciones de la carga de menos de un ciclo. Además, la constante de tiempo del radiador es tan grande, que para los transitorios de temperatura de la cápsula puede considerarse constante. En estas condiciones el diodo puede resistir impulsos con amplitudes varias veces superiores a los valores límite.

La impedancia térmica transitoria del cristal se deduce midiendo la temperatura de la unión. Puesto que la zona de la unión resulta inaccesible, su temperatura no puede medirse directamente. No obstante, ya se ha demostrado anteriormente que la caída de tensión directa es función de esta temperatura. El aumento de la temperatura de la unión se determina controlando la caída de tensión entre ánodo y cátodo con una corriente permanente baja, de unos 10 mA, inmediatamente después de haber aplicado un impulso de valor conocido. La caída de tensión directa en función de la temperatura de la unión se ha estudiado cuidadosamente disponiendo el diodo dentro de un horno con la temperatura controlada mediante un termostato: la caída de tensión entre ánodo y cátodo se mide a distintas temperaturas, manteniendo la corriente permanente a un valor constante. La variación de la caída de tensión directa en función del impulso aplicado se muestra en la figura 3-18. La tensión transitoria debida al calentamiento de la unión se designa por ΔV_F (el transitorio es muy rápido y puede detectarse sólo con una base de tiempo muy expandida). La curva *b* se obtiene gráficamente, multiplicando la caída de tensión directa por la corriente directa. La duración *t*

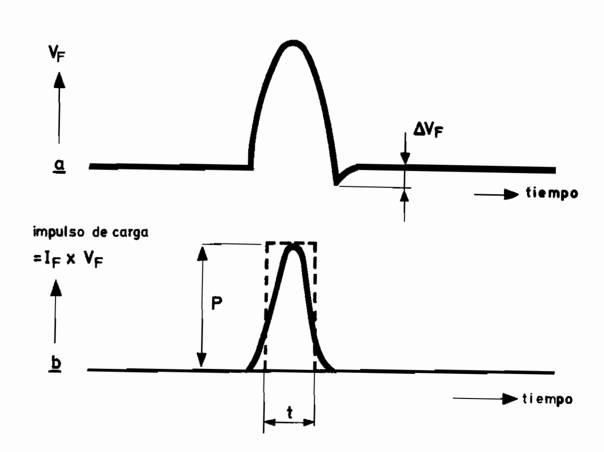
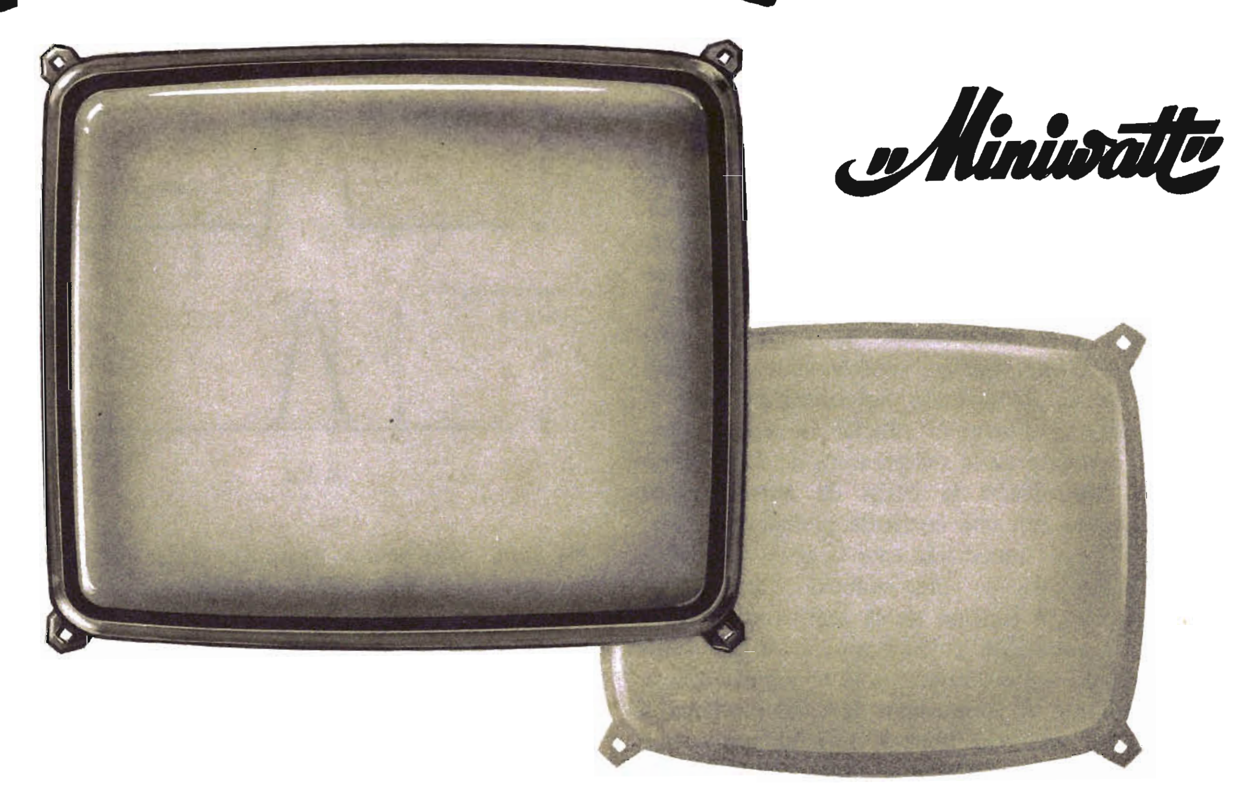


Fig. 3-18. Método para determinar el aumento de la temperatura de la unión

y la disipación de potencia *P* de un impulso rectangular equivalente se muestran con líneas de trazos. El aumento de temperatura de la unión se determina con ayuda de la curva de calibración de la disminución de caída de tensión directa, según medidas realizadas en el osciloscopio. La impedancia térmica transitoria puede ser representada observando la caída de tensión directa en función del tiempo, después de haber aplicado el transitorio. La temperatura de la base de montaje debe conocerse con precisión, puesto que la impedancia térmica del cristal es $Z_{th} = \{T_j(t) - T_{mb}\}/P$,

NUEVOS TUBOS DE IMAGEN

PANORÁMICOS de 20" y 24"



CON PANTALLA MÁS RECTANGULAR Y MÁS PLANA

A50-120W de 20 pulgadas (50 cm.)
A61-120W de 24 pulgadas (61 cm.)

AMPLIFICADOR DE B. F. DE 2 W PARA APLICACIONES GENERALES

En este artículo se describe un amplificador de baja frecuencia para aplicaciones generales, en el que se emplean los transistores de salida AC 187 y AC 188. Puede entregar una potencia de salida de 2 vatios.

Este circuito es adecuado para ser utilizado en sistemas estereofónicos en los que sea suficiente una potencia de salida de 2 W por canal.

La sensibilidad es suficiente para el empleo de fonocaptores cerámicos y de sintonizadores de radio. Los controles de tono son de tipo recortador, tanto para las notas agudas como para las graves, aunque el refuerzo de las notas bajas introducido en el circuito hace que aparentemente puedan reforzarse o recortarse las notas graves mediante el control de tono.

Descripción del circuito

La primera etapa utiliza un transistor ancla de bajo ruido. El resistor de emisor de esta etapa está sin desacoplar, con lo que se obtiene una impedancia eficaz de entrada de unos 130 kilohmios. La entrada para fonocaptor cerámico tiene carga capacitiva; de este modo la alta impedancia a bajas frecuencias de un fonocaptor cerámico se adapta a baja impedancia sin pérdida de notas graves. Se obtiene también la ventaja de un mejor comportamiento respecto al ruido gracias a la baja impedancia del generador, vista desde el primer transistor.

Las redes de control de notas agudas y graves se han situado en el circuito de colector del primer transistor. La concentración de todos los controles en el circuito de colector simplifica el cableado del panel. El nivel de sobrecarga del primer transistor es de 25 dB por encima de la entrada necesaria para obtener la potencia máxima de salida. Este nivel es más que suficiente para que pueda disponerse el control de volumen a la salida de la primera etapa, en lugar de la entrada del amplificador como es lo habitual.

El resto del amplificador es convencional y se trata de un amplificador acoplado en c.c. con una etapa de salida de simetría complementaria que utiliza los transistores AC 187 - AC 188. La compensación del efecto de la temperatura sobre la corriente de reposo se efectúa mediante un resistor NTC dispuesto entre bases de los transistores de salida. Se evita así la modulación cruzada a bajas temperaturas ambiente y/o la disipación excesiva de la etapa de salida a temperaturas ambiente elevadas.

Desde la salida se aplica realimentación total de c.c. y de c.a. (unos 12 dB a 1 kHz) al emisor del segundo transistor. La realimentación de c.c. estabiliza la tensión en el punto central de la etapa de salida para recorte simétrico a máxima potencia de salida. La realimentación de c.a., selectiva en frecuencia, se aplica mediante el resistor principal de realimentación. Esta red reduce la realimentación en la zona de los 100-150 Hz y proporciona un refuerzo

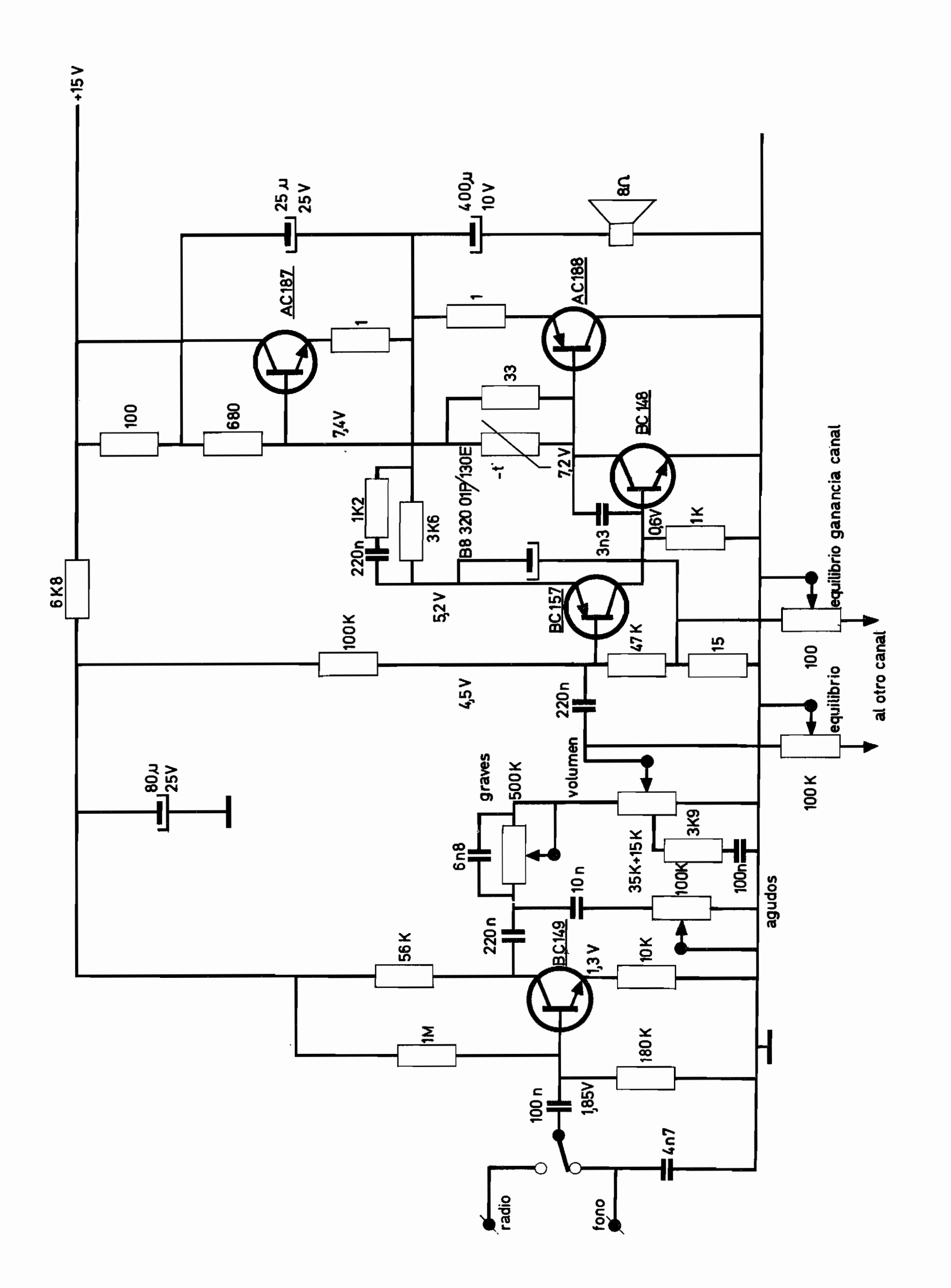


Fig. 1. Amplificador de B.F. de 2 vatios para aplicaciones generales

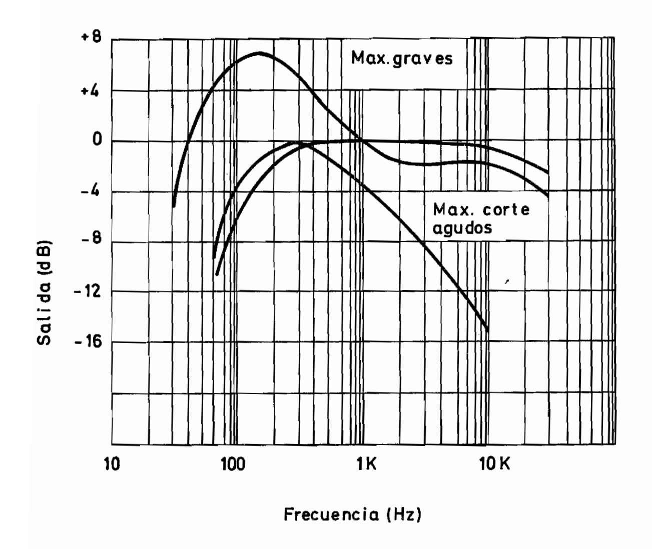


Fig. 2. Característica del control de tono

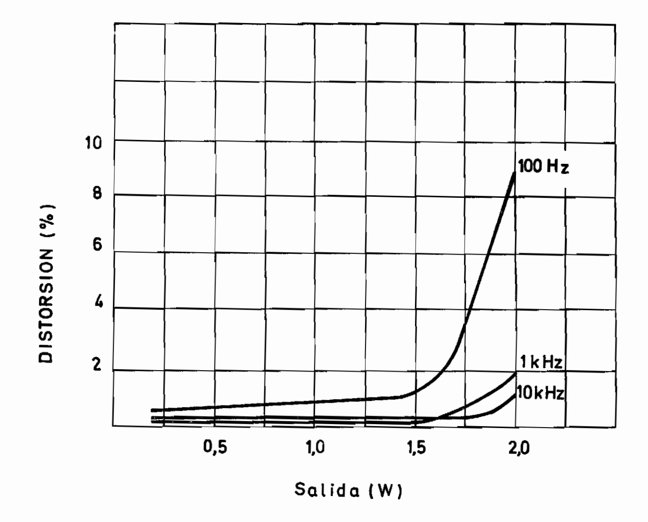


Fig. 3. Característica de distorsión

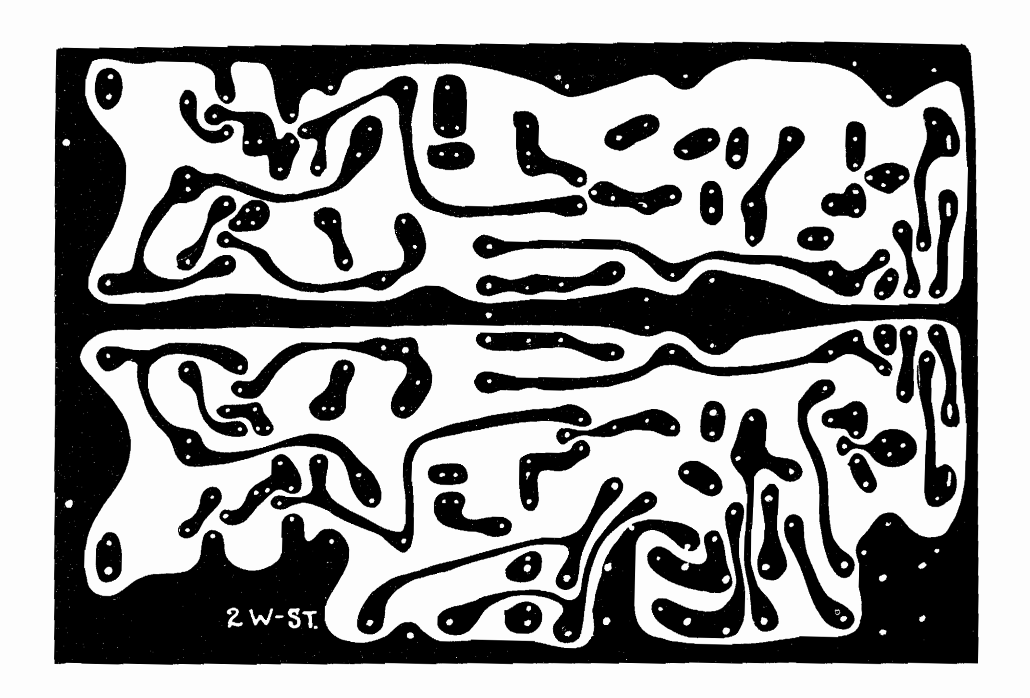


Fig. 4. Detalle de la placa de circuito impreso para el amplificador de B.F. de 2 vatios

eficaz de las notas graves de 6 dB a 120 Hz. Puesto que el control de graves posee un margen de unos 12 dB a 120 Hz, la respuesta total del amplificador en función de la posición del control de graves es de ± 6 dB a 120 Hz comparado con la respuesta a 1 kHz.

Un condensador dispuesto entre colector y base del tercer transistor proporciona realimentación para las frecuencias altas, para reducir la ganancia del amplificador en esta región. Un potenciómetro proporciona una variación de ganancia prefijada de ± 4 dB entre ambos canales del equipo estereofónico.

Radiadores

Los radiadores sólo son necesarios para los transistores de salida. Para cada conjunto de cuatro transistores de salida se necesita un radiador de aluminio unos 100 cm² y 1,6 mm de espesor.

Resultados

Potencia de salida . .	2,2 W (1 kHz, d = 5 %, carga 8 ohmios)
	2,0 W (1 kHz, d = 2 %, carga 8 ohmios)
Sensibilidad:	
sintonizador . . .	70 mV para 2 W
fonocaptor 1 nF . .	320 mV para 2 W
Consumo de corriente:	
reposo	20 mA
máx. potencia . . .	230 mA

Respuesta a la mitad de la potencia máxima de salida (control de bajos a la mitad):

Sintonizador	85 Hz a 25 kHz
Fonocaptor 1 nF . . .	170 Hz a 25 kHz
Control de tonos . . .	ver fig. 2
Distorsión	ver fig. 3

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A

REVISTA MINIWATT - Copresa

BALMES, 22 - ***BARCELONA - 7***

REVISTA Miniwatt



18 Pts.

Vol. 9 - Num. 3

SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES (UNIDADES S.I.)

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	grado Kelvin	°K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián (radiante)	rad	
Angulo sólido	estereorradián (estereorradiante)	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	s^{-1}
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo, por segundo		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo, por segundo		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg{\cdot}m/s^2$
Presión (tensión mecánica)	newton por metro cuadrado		N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/s
Viscosidad dinámica	newton·segundo por metro cuadrado		$N{\cdot}s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N·m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A·s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Capacidad eléctrica	faradio	F	A·s/V
Flujo magnético	weber	Wb	V·s
Inductancia	henrio	H	V·s/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd·sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminación	lux	lx	lm/m^2

MULTIPLOS	PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
	tera	T	10^{12}
	giga	G	10^{9}
	mega	M	10^{6}
	kilo	k	10^{3}
	hecto	h	10^{2}
	deca	da	10

SUBMULTIPLOS	PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
	deci	d	10^{-1}
	centi	c	10^{-2}
	mili	m	10^{-3}
	micro	μ	10^{-6}
	nano	n	10^{-9}
	pico	p	10^{-12}
	femto	f	10^{-15}
	atto	a	10^{-18}

REVISTA *Miniwatt*

Revista técnica bimestral dedicada a la Radio, Televisión, Telecomunicaciones, Amplificación, Industria y demás aplicaciones de la Electrónica

DIRECCIÓN: LUIS ROIZ NORIEGA
Doctor Ingeniero de Telecomunicación

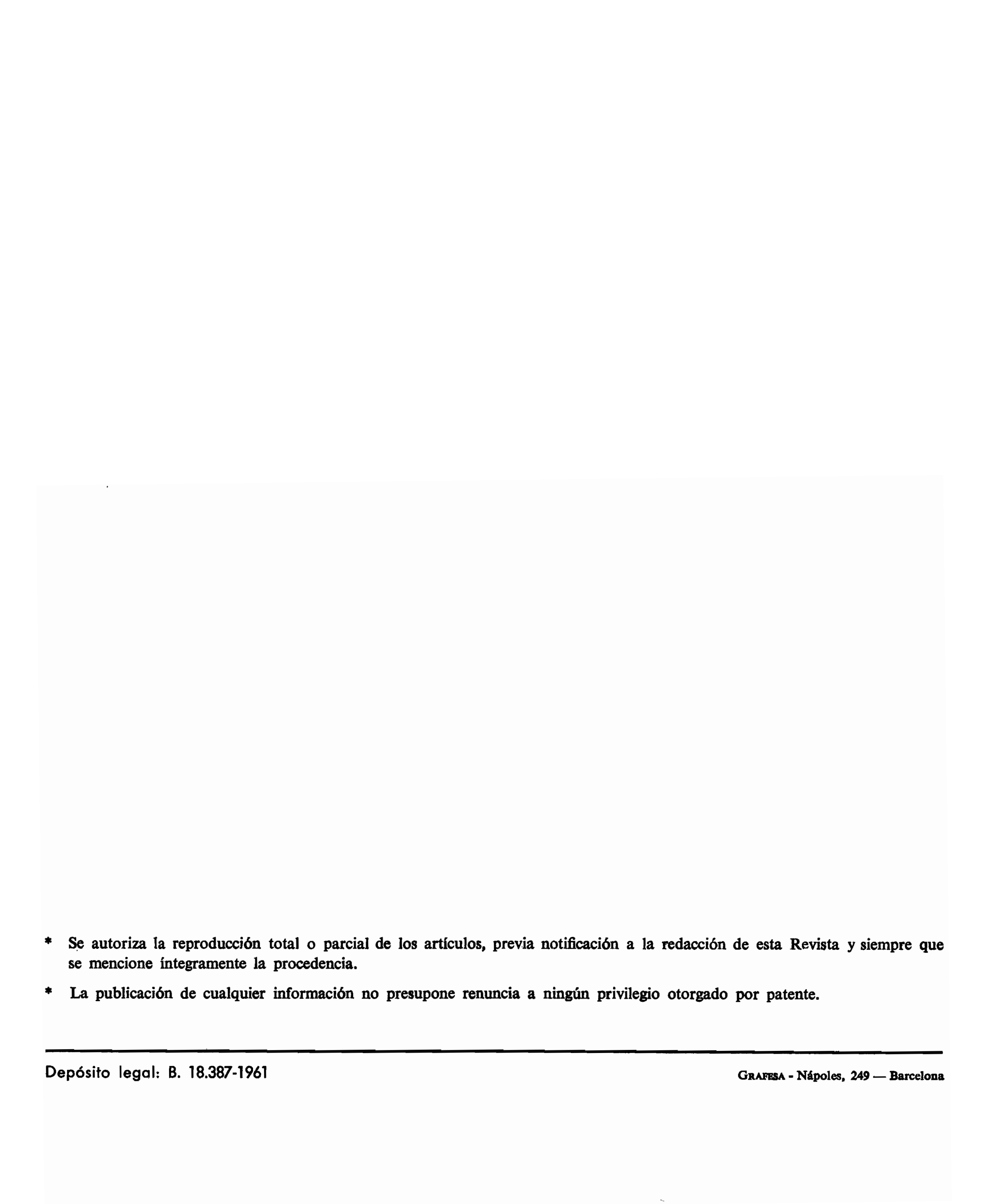
REDACCIÓN: JUAN GARRIGA PUJOL
Licenciado en Ciencias

EDITADA POR:
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA" S. A.
Balmes, 22 - BARCELONA - 7

Precio del ejemplar: 18 pesetas
Suscripción anual: 100 pesetas

MAYO 1970
Vol. 9, Núm. 3

- El triac:
  Teoría y aplicaciones 83
- Diodos rectificadores de silicio:
  4. Consideraciones para carga pulsante. 107
- Libros. 117
- Portada: Diferentes modelos de circuitos integrados.



* Se autoriza la reproducción total o parcial de los artículos, previa notificación a la redacción de esta Revista y siempre que se mencione íntegramente la procedencia.

* La publicación de cualquier información no presupone renuncia a ningún privilegio otorgado por patente.

Depósito legal: B. 18.387-1961

GRAFESA - Nápoles, 249 — Barcelona

EL TRIAC

Teoría y aplicaciones

Se describen en este artículo las características y algunos de los principales circuitos de aplicación del triac. Su aplicación a la regulación de potencia constituye un notable avance tecnológico, tanto por la posibilidad de simplificación de circuitos como por la obtención de mejores resultados.

1. GENERALIDADES

1.1. Introducción

El control de potencia por medio de triacs representa un importante avance tecnológico. Antes, el control de onda completa requería un montaje de tiristores en antiparalelo, con todas las desventajas y complicaciones correspondientes; ahora el triac, con una sola cápsula y un solo cristal, funciona con un radiador único y con circuitos de disparo más sencillos. Con ello se reducen precios y se aumenta la fiabilidad.

El disparo puede efectuarse por medio de una señal uni- o bi-direccional aplicada a la puerta; puede tener lugar, también, aunque no es un método de disparo recomendado, si se sobrepasa la tensión de ruptura entre los terminales de alimentación.

1.2. Construcción

Un triac equivale en cierto modo al montaje en anti-paralelo de dos tiristores, de forma que la estructura básica del cristal, sin puerta, es la representada en la fig. 1. (A fines comparativos, se muestra el circuito equivalente con tiristores.)

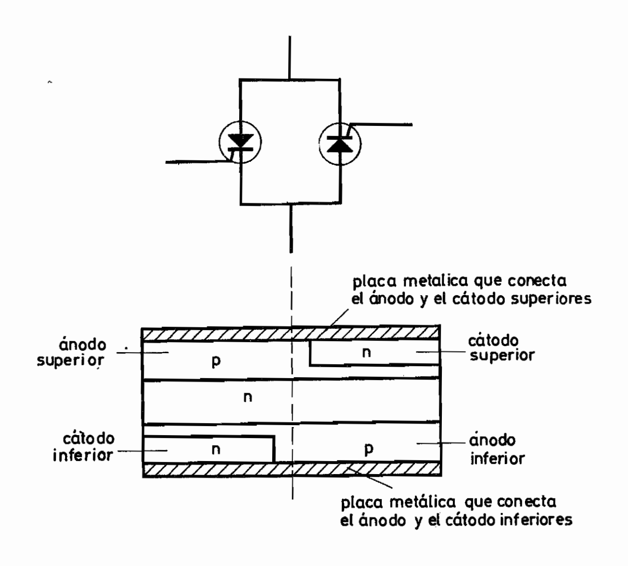


Fig. 1. Estructura básica del triac

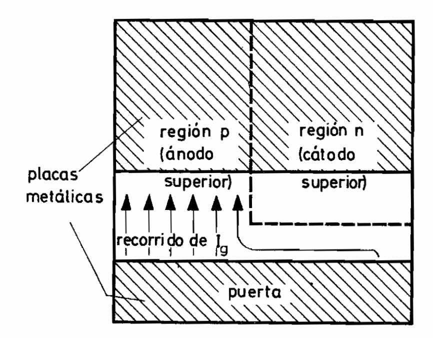


Fig. 2. Disposición del electrodo de puerta que hace imposible el disparo

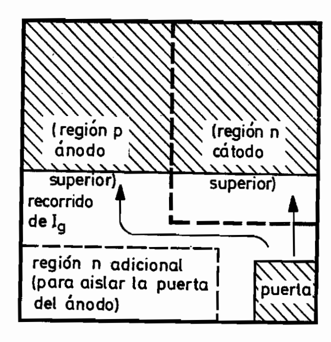
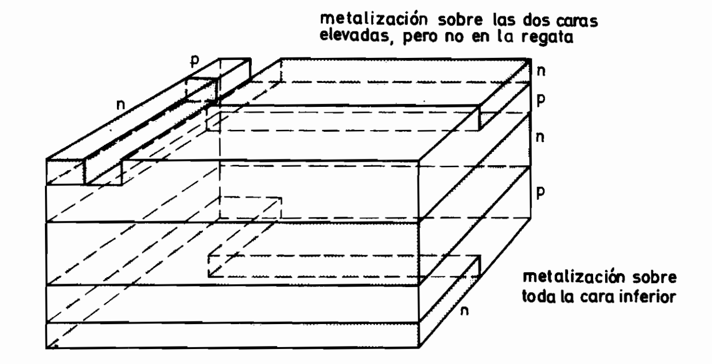
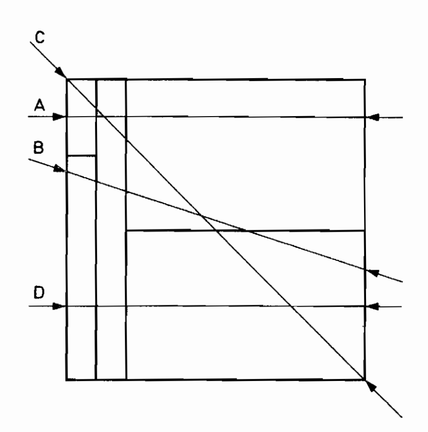


Fig. 3. Disposición del electrodo de puerta con posibilidad de disparo



Cristal de un triac.



Sección para explicar el mecanismo de disparo

Fig. 4. Estructura práctica del triac.

La placa metálica inferior cubre toda la superficie del cristal, pero la placa superior sólo cubre aproximadamente la mitad de la superficie correspondiente (fig. 2), dejando sitio para el electrodo de puerta.

Si se coloca un electrodo metálico directamente sobre la parte expuesta de la región P superior, como se representa en la fig. 2, para formar una puerta, es difícil disparar el dispositivo porque en estas condiciones hay un circuito de baja resistencia entre la puerta y el ánodo superior. Para que tenga lugar el disparo, debe circular una corriente suficientemente intensa para que se desarrolle una tensión que supere la de polarización directa requerida para que pase corriente al cátodo superior (unos 0,8 V). Esta corriente puede alcanzar valores excesivamente grandes.

No obstante, si en la región P se inserta una región N, como se indica en la fig. 3, la puerta puede colocarse de modo que el recorrido de dicha corriente sea lo bastante largo para que valores razonables de corriente produzcan una caída de tensión de 0,8 V, iniciando así la conducción puerta-cátodo. Para que sea posible el disparo positivo y negativo en ambos cuadrantes, la metalización de la puerta se extiende también sobre la región N adicional. La figura 4 muestra la estructura práctica de un triac.

corriente de mantenimiento. Este es inferior al de la corriente de cebado y es la corriente para la que el dispositivo se bloquea cuando la conducción se reduce lentamente, partiendo de un nivel más alto.

1.3.2. *Característica dV/dt*

Un triac, en condición de bloqueo, puede hacerse conductor si la tensión en sus bornes aumenta de-

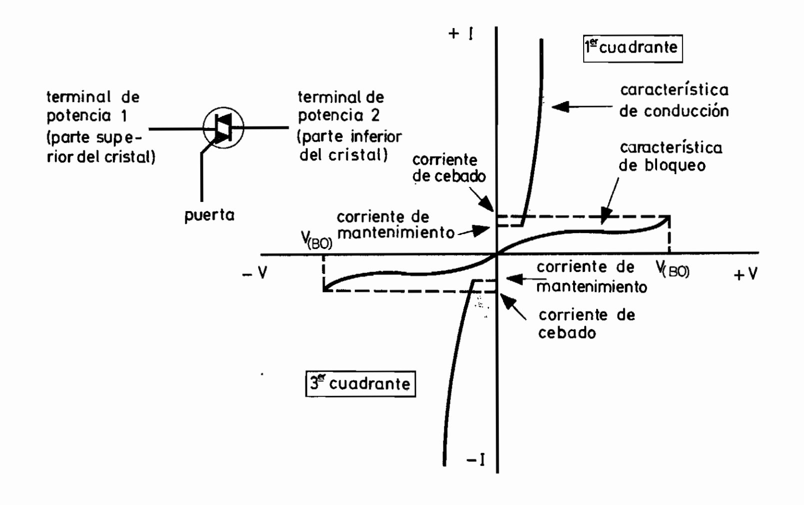


Fig. 5. Característica estática del triac

1.3. Parámetros

1.3.1. *Características estáticas generales*

Puesto que el triac puede ser considerado como un par de tiristores en anti-paralelo, es lógico suponer que su característica tensión/corriente es parecida a la de los tiristores. La fig. 5 muestra la característica estática típica de un triac, que, como puede observarse, se compone de las partes positivas de las características de dos tiristores.

La conmutación del estado de bloqueo al estado de conducción se efectúa normalmente aplicando una señal apropiada a la puerta. No obstante, si se aplica entre los terminales de potencia una tensión superior a un cierto valor crítico (V_{BO}) el triac se hace conductor. Además, para que se mantenga la conducción si se suprime la señal de puerta, es necesario que la corriente que atraviesa el dispositivo supere un valor umbral o corriente de cebado. La fig. 5 indica también un valor conocido con el nombre de masiado rápidamente; la velocidad de crecimiento requerida para que esto ocurra varía con la temperatura de la unión y recibe el nombre de característica dV/dt. Existen estados del triac, durante la aplicación de una tensión creciente, que tiene interés: el de cambio de estado de conducción a bloqueo (período de conmutación) y el estado de bloqueo propiamente dicho. Así, la máxima velocidad de aumento de tensión entre terminales de potencia que no disparará a un triac mientras pasa del estado conductor al de bloqueo se llama régimen dV/dt en conmutación. (Debe tenerse en cuenta que este régimen dV/dt no es absoluto, sino que depende de la velocidad con que se suprime la carga —recuperación di/dt— del triac que se está bloqueando.) La máxima velocidad de aumento de tensión que puede aplicarse a un triac que se encuentra bloqueado recibe el nombre de régimen dV/dt de post-conducción, o no conmutado.

Si la carga es inductiva, el triac puede verse sometido a un régimen dV/dt muy alto durante la con-

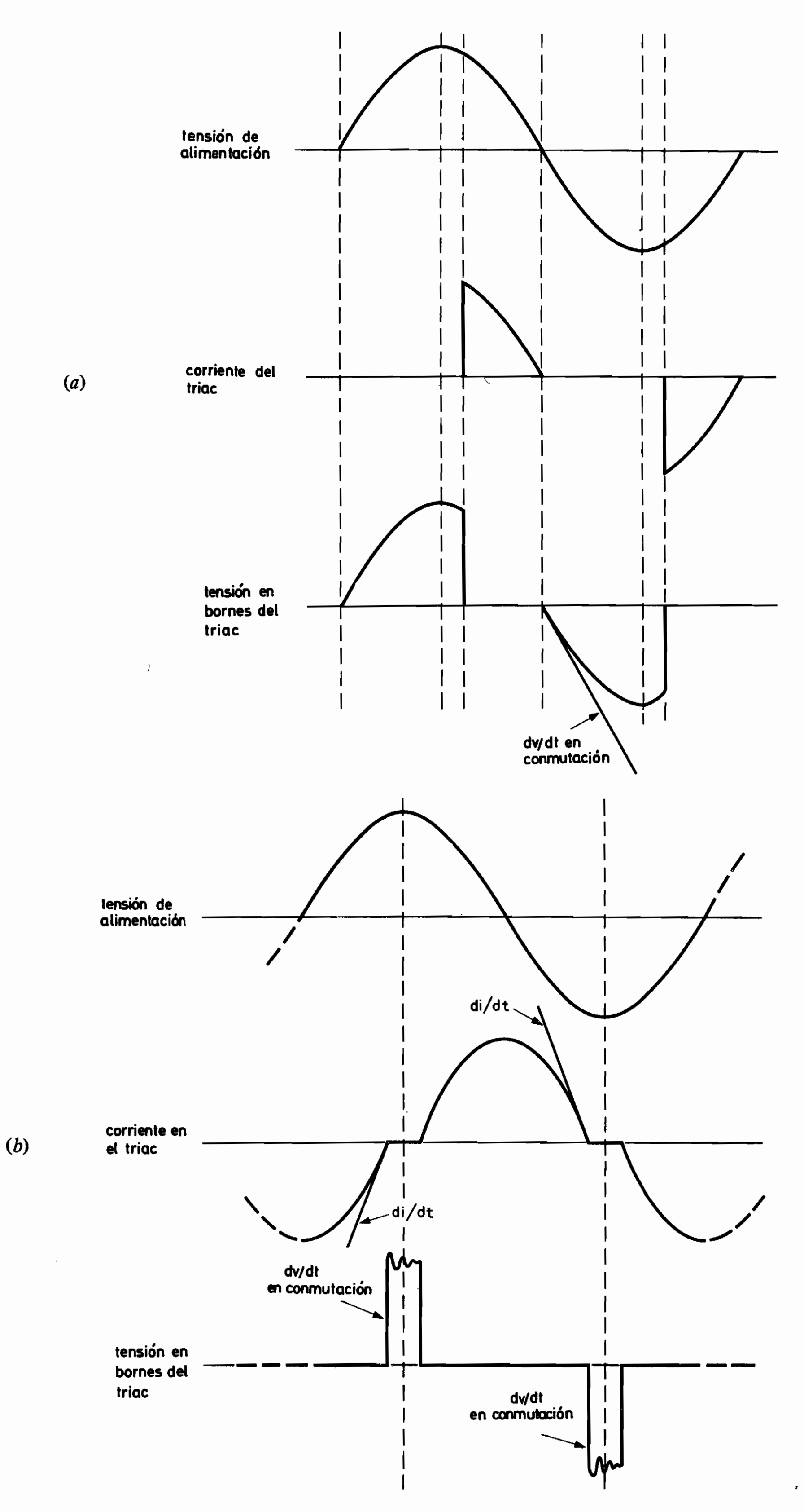


Fig. 6. Formas de onda en un triac. Comparación del funcionamiento con carga resistiva (a) y carga inductiva (b)

mutación. La fig. 6(a) muestra las formas de onda típicas de tensión y corriente en el caso de una carga resistiva. (Se ve claramente que el valor dV/dt en conmutación es la pendiente de la forma de onda senoidal de la alimentación y no es suficientemente elevada para causar perturbaciones.) No obstante, las formas de onda con carga inductiva (fig. 6[b]) muestran una situación muy distinta; la corriente sigue circulando en el triac después que la alimentación ha pasado por cero, con lo que la tensión de alimentación no aparece en bornes del triac, hasta que ya ha entrado el semiciclo siguiente, en cuyo momento se aplica de golpe (alto valor de dV/dt).

Es interesante observar que, con tiristores en antiparalelo, este problema es mucho menos grave porque el gran valor de dV/dt se aplica en sentido directo al tiristor cuya conducción no ha cesado en aquel mismo instante. En otras palabras, el triac sufre esta dV/dt durante la conmutación (es decir, mientras existe una corriente de recuperación para conducción en el semiciclo), en tanto que el tiristor la sufre en condiciones de no conmutación.

1.3.3. *Régimen di/dt*

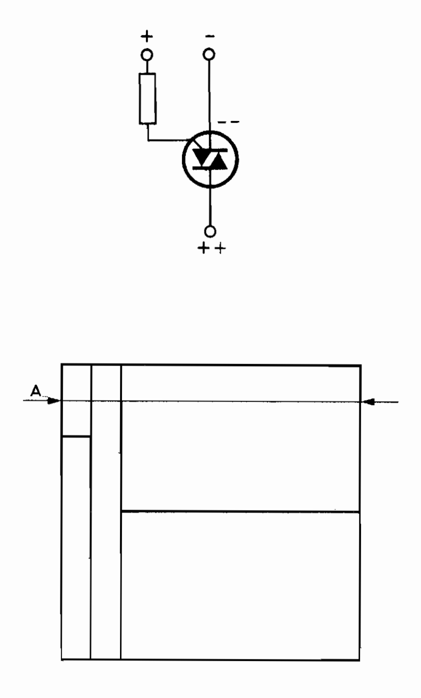
Durante el cebado, el rápido aumento de corriente localizado en un punto del triac puede producir una temperatura excesiva y dañar el dispositivo. Esta concentración de corriente ocurre inmediatamente después de la inyección inicial en la puerta, si los portadores no pueden dispersarse con rapidez suficiente cuando ha de circular por la sección del elemento una corriente intensa. Así hay un límite de seguridad en la velocidad de aumento de la corriente en un triac; este valor se llama régimen di/dt.

1.4. Modos de disparo

Un triac puede conducir en uno u otro sentido. Si la cara inferior del cristal (terminal 2) es positiva con respecto a la cara superior (terminal 1), se dice que el triac trabaja en el «primer cuadrante» (ver figura 5); si la polaridad se invierte, se dice que trabaja en el «tercer cuadrante».

En ambos cuadrantes, el disparo puede ser positivo o negativo. Para mostrar los cuatro modos de disparo, se representa una sección adecuada del cristal de un triac (por la región P o N de la puerta) y las polarizaciones inversa o directa de las uniones se indican por las letras *R* y *F*. La polaridad de las señales de disparo en la puerta se indican con los signos más y menos.

En la fig. 7 se muestra el disparo positivo en el primer cuadrante. La unión puerta-cátodo P_1 N_3 está polarizada en sentido directo y los electrones procedentes de N_3 son recogidos por la región N_1. Estos electrones hacen disminuir el potencial de la región N_1, aumentando así la polarización directa de la



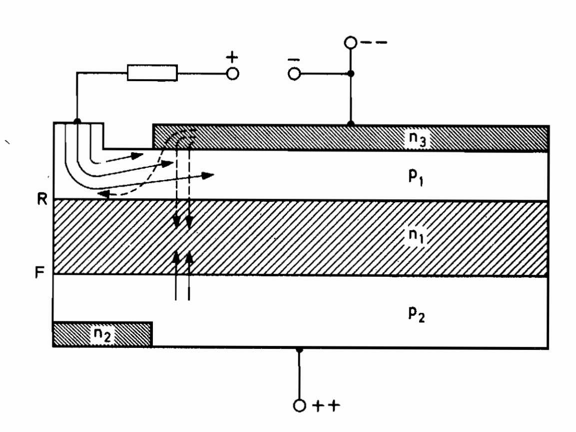
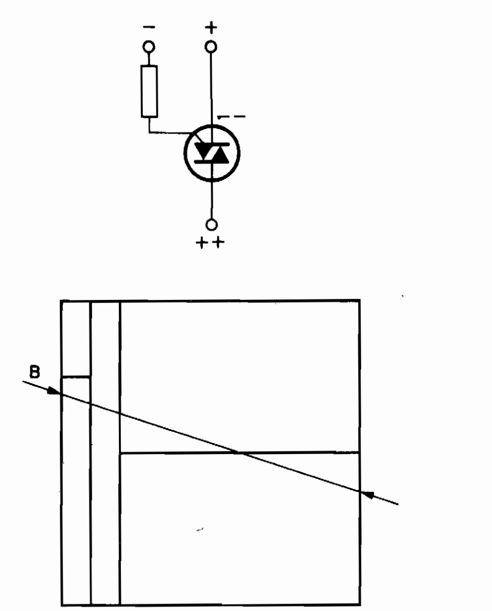


Fig. 7. Disparo positivo en el primer cuadrante

unión P_2N_1. Los huecos procedentes de P_2 entran en la región N_1 y son captados por P_1, con lo que se ceba el triac (como un tiristor normal).



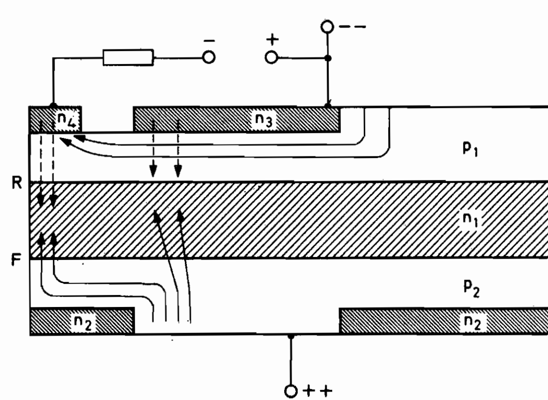


Fig. 8. Disparo negativo en el primer cuadrante

En la fig. 8 se muestra el disparo negativo en el primer cuadrante. En la unión puerta cátodo P_1N_4 se aplica una polarización directa. Los electrones de N_4 son recogidos por la región N_1 y reducen su potencial. Con ello en la unión P_2N_1 aumenta la polarización directa. Los huecos de P_2 llegan a la región N_1 y son recogidos por P_1. El triac se ceba (como un tiristor con puerta de unión).

La fig. 9 representa el disparo positivo en el tercer cuadrante. La unión puerta-cátodo P_1N_3 está polarizada en sentido directo. Llegan electrones a la región N_1, la cual se hace más negativa. La corriente de huecos de P_1 a N_1 aumenta y los huecos de N_1 son recogidos por P_2; este flujo de huecos hace que N_2 emita electrones, los cuales son recogidos

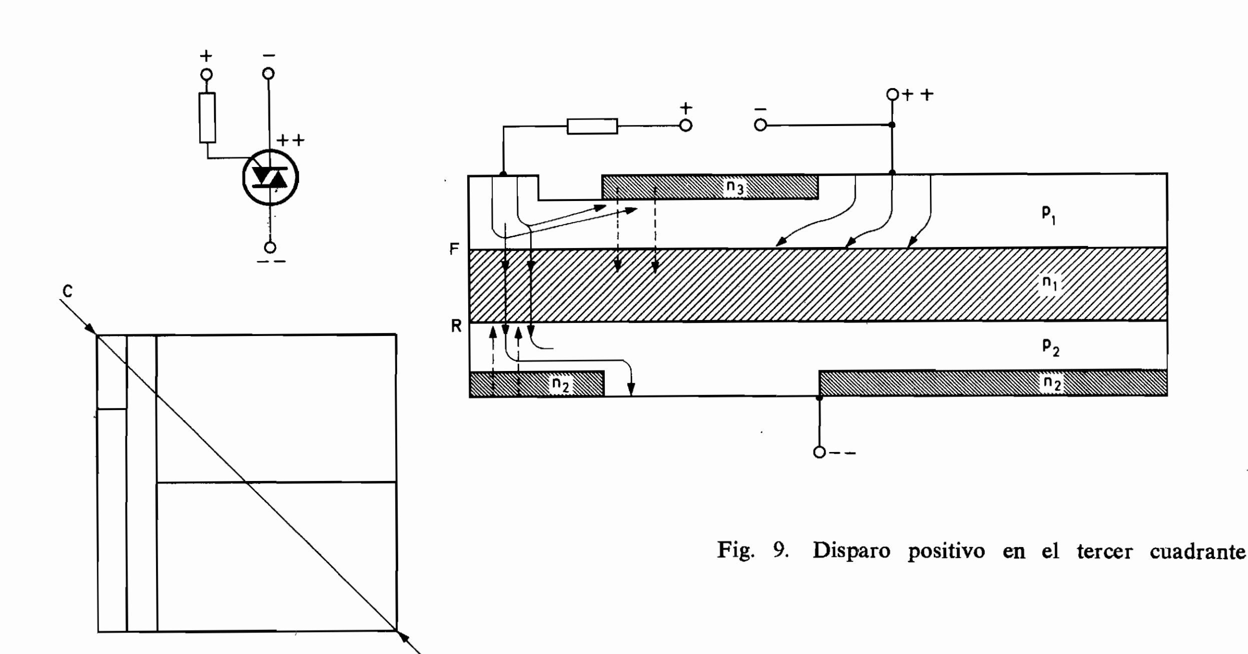
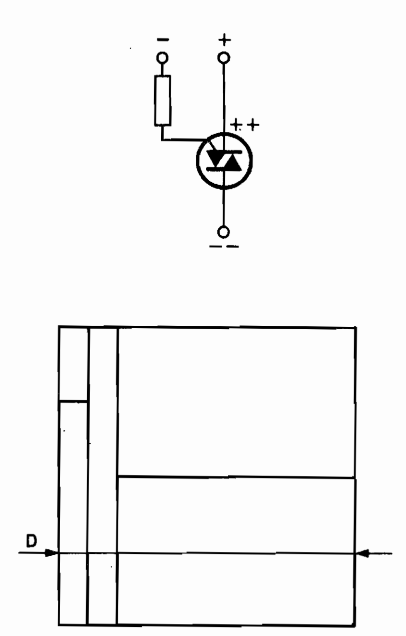


Fig. 9. Disparo positivo en el tercer cuadrante



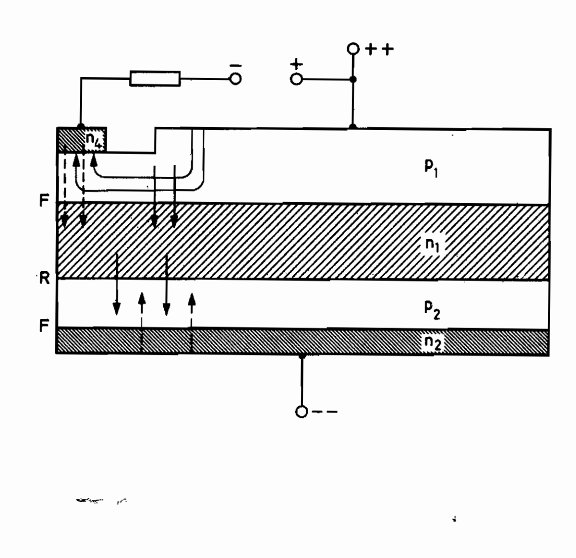


Fig. 10. Disparo negativo en el tercer cuadrante

por N_1. La corriente atraviesa el lado izquierdo del cristal (tal como se representa en la fig. 9) y, el lado derecho queda cebado si puede circular una corriente suficiente por el circuito de alimentación. (El triac actúa como un tiristor con una puerta remota.)

El disparo negativo en el tercer cuadrante está representado en la fig. 10. La unión puerta-cátodo P_1N_4 está polarizada en sentido directo y llegan electrones a N_1, reduciendo su potencial. El flujo de huecos de P_1 a N_1 aumenta y los huecos de N_1 son recogidos por P_2. Como consecuencia de esta corriente de huecos, se emiten electrones de N_2 y éstos son recogidos por N_1. La corriente atraviesa el lado izquierdo del cristal y, si puede alcanzar un valor suficiente, el triac se ceba (como un tiristor con puerta remota).

Los mecanismos de disparo de un triac aprovechan complejas disposiciones de la superficie y a veces dependen de la corriente lateral a través de regiones de resistencia y geometría cuidadosamente optimizada. Esta optimización debe ser especialmente cuidada para el disparo positivo en el tercer cuadrante.

La conmutación de un cuadrante al otro puede ser perjudicial si se optimiza la sensibilidad de disparo; cuando una mitad del triac conduce, la carga inyectada se desplaza a las regiones de la otra mitad y puede cebar la otra parte si la conmutación es demasiado rápida. Este efecto es más peligroso cuando la carga es inductiva. Es difícil evitar este disparo indeseado porque el solapado de las dos mitades es esencial para algunos mecanismos de disparo. No obstante, puede solventarse el problema con un diseño cuidadoso.

1.5. El diac

Es necesario conocer el funcionamiento del diac para comprender los circuitos de disparo que se describen más adelante. La fig. 11 reproduce la característica estática típica de un diac. El diac es un elemento bidireccional. Si la tensión aplicada al diac aumenta hasta un valor conocido con el nombre de

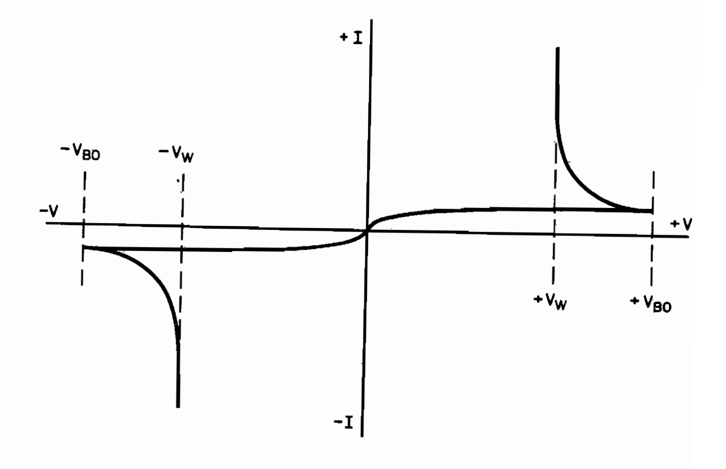
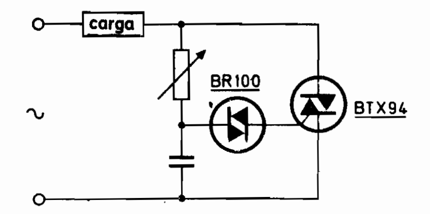
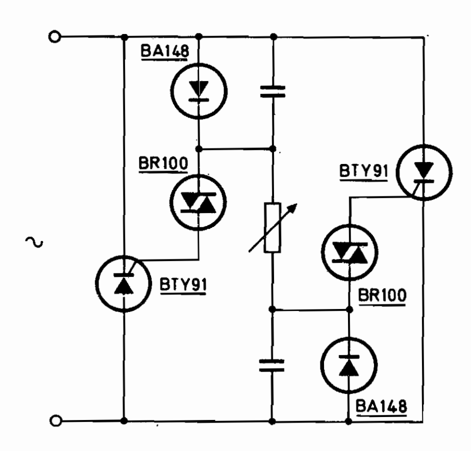


Fig. 11. Característica típica de un diac

tensión de ruptura V_{BO} (normalmente alrededor de 32 V), el diac se ceba repentinamente y la resistencia cae bruscamente, pasando por una zona de resistencia negativa a un valor de baja resistencia positiva. De esta manera, la tensión a través del diac toma un reducido valor: la tensión de trabajo V_W (alrededor de 26 V).



Disparo de un triac por medio de un diac.



Circuito equivalente con tiristor

Fig. 12. Sencillo control de potencia de onda completa.

2. TECNICAS

2.1. Introducción

La forma más conveniente de disparar triacs consiste en utilizar circuitos con diac. En esta sección se describen los circuitos más importantes y los principales problemas del diseño de circuitos con triac.

2.2. Disparo por diac

La fig. 12a muestra el circuito básico de disparo de un triac por medio de un diac y una combinación RC. A título comparativo, la fig. 12b representa el circuito de control equivalente con tiristores; evidentemente, el circuito con triac es mucho más sencillo y más seguro.

El condensador y el resistor variable de la fig. 12a forman una red de control de fase. Si la tensión a través del condensador alcanza la tensión de ruptura del diac, el condensador se descarga parcialmente por la puerta del triac y a través del diac. Este impulso de corriente produce el cebado del triac, el cual se mantiene en conducción hasta el final del semiciclo. El ajuste del resistor variable modifica el punto para el que se produce el disparo. El modo de disparo es, alternativamente, positivo en el primer cuadrante y negativo en el tercer cuadrante. La fig. 13 muestra la tensión del condensador con respecto a la de alimentación.

Durante los primeros semiciclos el ángulo de conducción disminuye progresivamente hasta que alcanza un valor estable; este fenómeno se llama efecto «*snap-on*». En la fig. 13(a) y (b) se representa este efecto en los dos casos en que puede ocurrir, esto es; cuando el circuito se conmuta al principio de un semiciclo de la alimentación y cuando se conmuta hacia el final del semiciclo. Si la conmutación se efectúa hacia el final del semiciclo (fig. 13[a]), la tensión del condensador aumenta sólo ligeramente en este semiciclo y, por ello, en el semiciclo siguiente puede alcanzar rápidamente la tensión de ruptura del diac; en el tercero la tensión del condensador tarda más en alcanzar el valor de ruptura del diac, ya que ha de volver desde $-V_W$ y el ángulo de conducción es menor; el proceso continúa hasta que se alcanza un valor estable del ángulo de conducción. Si la conmutación tiene lugar al principio del semiciclo (figura 13[b]), la tensión del condensador alcanza el valor de ruptura del diac al comienzo del primer semiciclo, ya que V_C parte de 0 V. En el semiciclo siguiente tarda más, pues V_C debe obtenerse a partir de $+V_W$. También en este caso el proceso continúa hasta alcanzar un valor estable del ángulo de conducción.

La brusca disminución de la tensión del condensador en el momento del disparo provoca también un fenómeno de histéresis. Si el resistor variable está ajustado a un valor demasiado alto para permitir el disparo del triac (fig. 13[c]) y luego se reduce, el triac se cebará cuando la tensión del condensador sea igual a la de ruptura del diac y el ángulo de conducción aumentará (puesto que V_C conserva una amplitud constante, mientras que, al producirse su cebado, la disminución de tensión en el diac hace que V_C llegue al valor V_{BO} más pronto en cada semi-

ciclo sucesivo) hasta que se aplica a la carga la mitad de la potencia aproximadamente. Tan pronto como se ha completado el proceso, puede aumentarse de nuevo el valor del resistor variable para reducir la tensión del condensador y el ángulo de conducción, pero el efecto de histéresis producido puede ser perjudicial en algunas aplicaciones. Por consiguiente, debe completarse el circuito básico con cierto número de elementos adicionales a fin de reducir la histéresis.

Una sencilla solución consiste en añadir un resistor en serie con el diac; esto reduce la histéresis al disminuir la influencia de la caída de tensión en bornes del diac sobre la tensión del condensador.

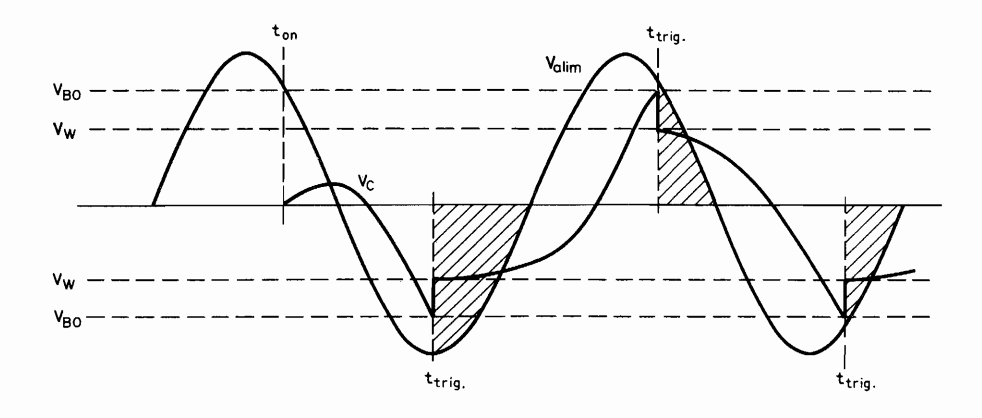


Fig. 13(a). Efecto «*snap-on*» cuando la conmutación se efectúa hacia el final del semiciclo

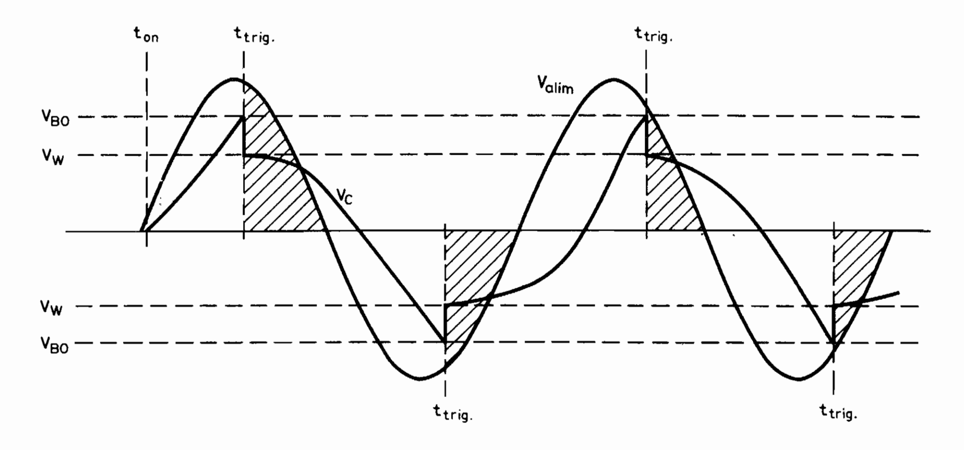


Fig. 13(b). Efecto «*snap-on*» cuando la conmutación se efectúa hacia el principio del semiciclo

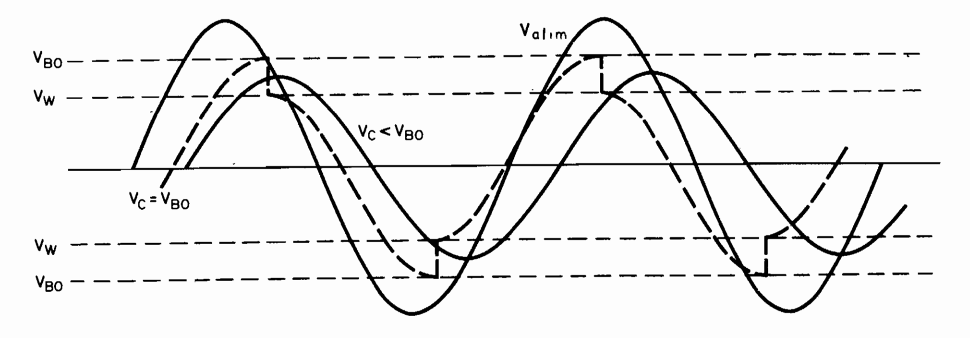


Fig. 13(c). Histéresis

De la fig. 14 a la 18 se muestran sistemas más elaborados y eficaces para aminorar la histéresis. Algunos de estos circuitos se basan en la utilización de una doble constante de tiempo para reducirla manteniendo una tensión más alta en C_1 después del disparo. En otros circuitos, se elimina la carga indeseada de C_1 al principio de cada semiciclo por medio de diodos.

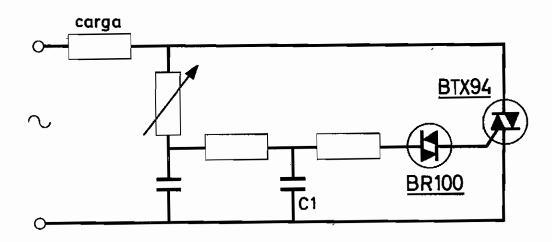


Fig. 14. Circuito de disparo con doble constante de tiempo

La fig. 15 muestra el efecto de la doble constante de tiempo en el circuito de la fig. 14; Θ_1 y Θ_2 son aproximadamente iguales, de modo que la histéresis se reduce a un mínimo.

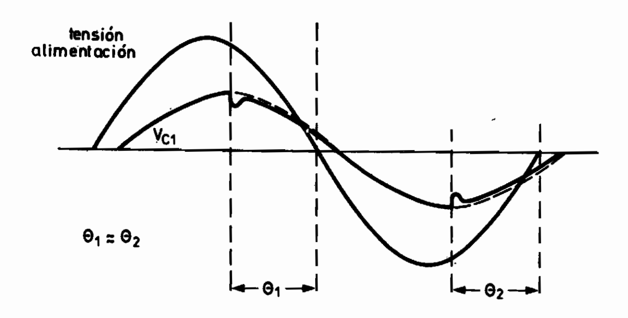


Fig. 15. Ciclo de carga del condensador con doble constante de tiempo

En el circuito de la fig. 16 se obtiene una nueva mejora y, en la fig. 17 se logra un control más fino en el extremo de baja potencia del margen de disparo con la introducción de un resistor de ajuste (cuyo valor sea de 1,5 ó 2 veces el del resistor variable) en paralelo con el resistor variable.

La histéresis puede ser eliminada completamente por medio de un puente de diodos como el representado en la fig. 18. Cuando la tensión de alimentación es mayor que la tensión del condensador, los diodos no actúan. Pero, si la tensión de alimentación cae por debajo de la del condensador, la carga residual del condensador se elimina a través de un diodo (así, al principio de cada semiciclo la tensión del condensador parte de cero).

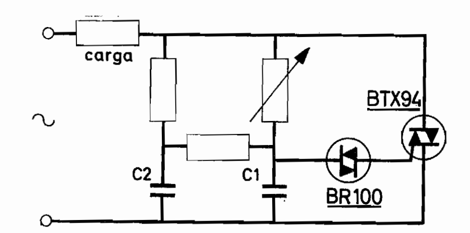


Fig. 16. Circuito de doble constante de tiempo con el potenciómetro conectado directamente al diac

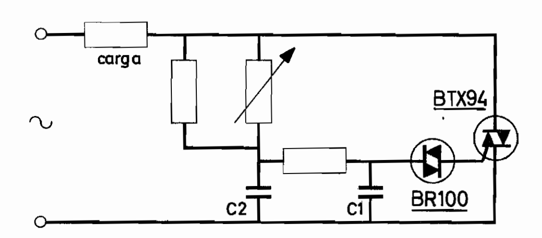


Fig. 17. Circuito de doble constante de tiempo con resistor de ajuste

2.3. Supresión de transitorios

Dentro de límites razonables, un triac no se destruye si se le aplica una sobrecarga transitoria, como ocurriría con un tiristor normal, sino que se dispara de modo no-destructivo. El disparo espontáneo por transitorios es, desde luego, indeseable, y puede evitarse mediante la incorporación de filtros adecuados.

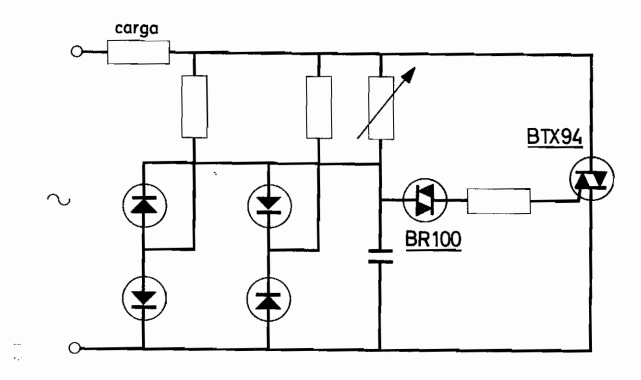


Fig. 18. Circuito con puente de diodos para minimizar la histéresis

Este disparo se produce cuando se sobrepasa la tensión de ruptura directa del triac o cuando la velocidad de subida de la tensión aplicada es mayor que el régimen dV/dt propio del triac.

Los transitorios pueden ser transmitidos por la red de alimentación o ser producidos por el contactor de alimentación. En cualquier caso, puede disponerse de una protección adecuada por medio de un filtro de entrada entre el contactor de alimentación y el triac, y por medio de un circuito de supresión a través del triac. La fig. 19 muestra estos dos métodos; también puede ser útil insertar una inductancia en serie con la línea si la inductancia de la alimentación es pequeña. (Hay que tener en cuenta que la tensión nominal de un triac debe ser por lo menos tres veces el valor eficaz de la tensión de alimentación.)

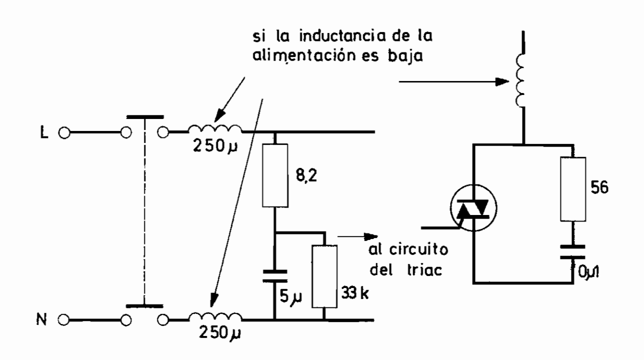


Fig. 19. Circuitos supresores de transitorios

2.4. Reducción de la corriente de conexión

Una carga que produzca un factor de potencia con avance de fase o que tenga una resistencia nolineal (cómo una serie de lámparas de incasdencencia, cuya resistencia es muy baja en frío y elevada en caliente) puede provocar elevadas corrientes de conexión con grandes velocidades de subida de la intensidad en un triac. La inserción de un choque en serie con este tipo de cargas reduce las corrientes de conexión; el valor del choque necesario para limitar la velocidad de subida puede ser calculado a partir de la siguiente fórmula:

$$L = e/(di/dt)$$

en la que e es la tensión de alimentación y di/dt es el máximo régimen de corriente de conexión especificado para el triac durante la conmutación.

Sería mejor todavía el empleo de un choque saturable, cuya inductancia disminuye al aumentar la corriente, ya que se podría lograr que retrasara todavía más el aumento de corriente durante el período de conexión, obteniendo un buen factor de potencia después de la saturación.

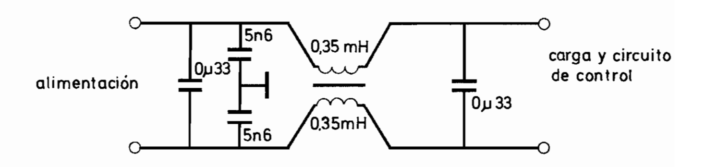


Fig. 20(a). Circuito supresor de interferencias de radiofrecuencia

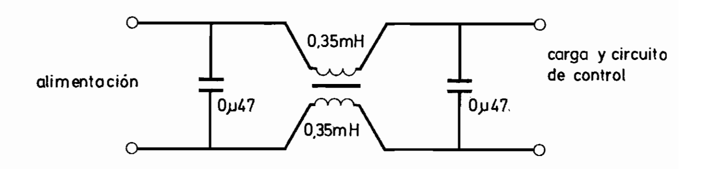


Fig. 20(b). Supresión de interferencias de radiofrecuencia cuando no se dispone de conexión a tierra

2.5. Supresión de interferencias de radio-frecuencia

Cuando un triac pasa de su estado de alta impedancia al de baja impedancia en 1 ó 2 microsegundos, la corriente aumenta desde cero aproximadamente hasta un valor determinado por la carga en el mismo período de tiempo. Este elevado valor de di/dt produce interferencias en radio frecuencia, las cuales pueden llegar a varios MHz y producir así perturbaciones en las gamas de onda larga, media y corta.

Puede lograrse una supresión eficaz por medio de una de las redes LC representadas en la fig. 20. Si son fácilmente accesibles las conexiones de fase, neutro y tierra, el filtro de la fig. 20a es el más adecuado. Si es difícil, o imposible, la puesta a tierra, el circuito de la fig. 20b puede ser apropiado. En ocasiones sólo puede insertarse una inductancia en serie con la línea y es imposible intercalar elementos en la línea del neutro salvo una conexión directa; en este caso será necesario el circuito de la fig. 20c. (Cuando la carga deja de actuar como elemento amortiguador entre el filtro y el circuito de control, debe evitarse la oscilación introduciendo resistores en serie — representados en la fig. 20c — que reducen el factor Q del circuito del filtro.)

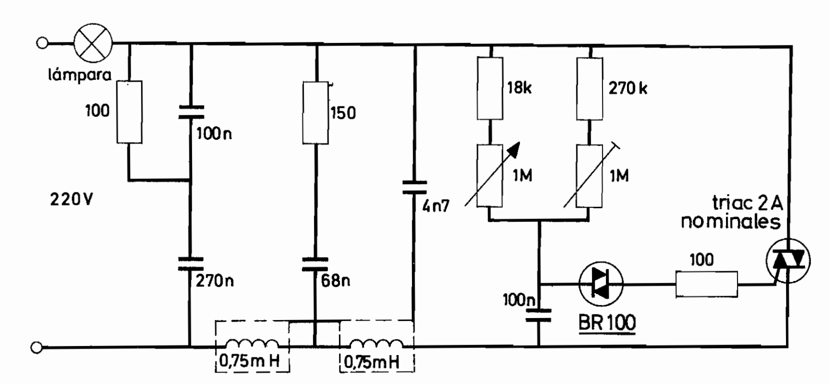


Fig. 20(c). Supresión de interferencias de radiofrecuencia cuando sólo es posible la conexión en serie en la línea de fase

3. APLICACIONES

En esta sección se presenta una selección de aplicaciones del triac. La mayor parte emplean métodos de disparo distintos de los descritos en la sección precedente, dando así una idea más completa de las diversas maneras de utilización de los triacs.

3.2. Circuito de control con conmutador controlado de silicio (BRY39)

3.2.1. *Circuito básico*

Para controlar la potencia suministrada a cargas de baja inductancia, tales como elementos calefactores, lámparas y motores de jaula de ardilla para ventiladores, puede emplearse un triac junto con el conmutador controlado de silicio BRY39. La fig. 21 muestra el circuito básico.

En la puerta del ánodo del BRY39, el diodo zener recorta la salida del puente rectificador. Cuando la tensión del condensador sobrepasa el potencial del diodo zener, el BRY39 conduce y envía un impulso de corriente a la puerta del triac, a través del transformador. El triac se hace así conductor para el resto del semiciclo. La velocidad de subida de la tensión del condensador y, por tanto, el punto de disparo del triac, pueden variarse por medio del resistor variable.

Para un ángulo de disparo de 90°, la influencia de las variaciones de la tensión de alimentación sobre este ángulo es del orden de 0,6° para una variación del 1 % (+ 1 % da − 0,6° y viceversa). Para 140°, estos valores son de − 1,2° para variación del + 1 % y de + 1,6° para − 1 %. Si se sustituye

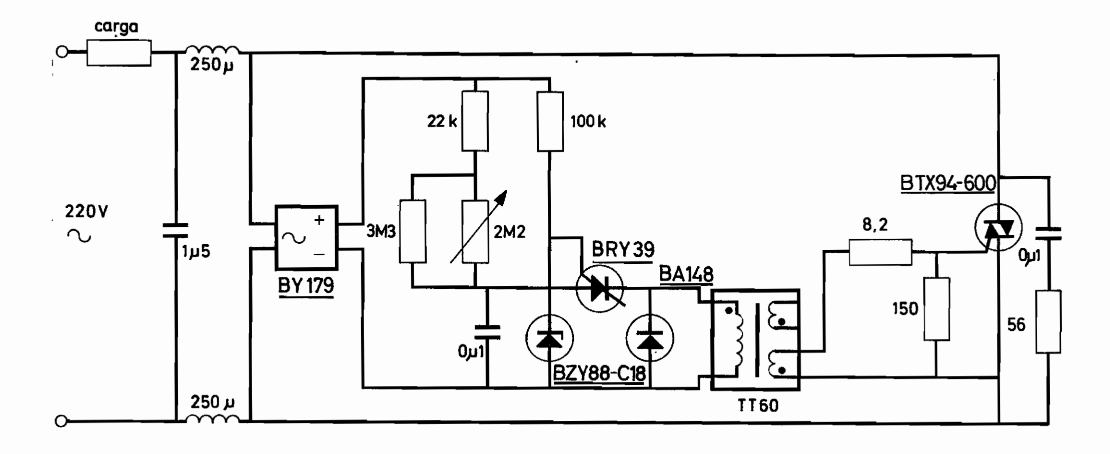


Fig. 21. Circuito básico de control por triac que emplea un conmutador controlado de silicio

el diodo zener por un resistor VDR, la variación del ángulo de disparo con la tensión de alimentación se reduce aproximadamente a 0,4° para una variación del 1 %, tanto a 90° como a 140°

La influencia de la temperatura es pequeña; para un ángulo de disparo de 90°, un cambio en la temperatura ambiente de 20 °C (de 25 °C a 45 °C) produce una variación inferior a los 2° en el ángulo de disparo.

El margen total de control abarca de 20° a 170° y la máxima asimetría entre ángulos de disparo en semiciclos sucesivos es de 2.°

En el caso de que se produzcan grandes corrientes de conexión que puedan perjudicar al triac, por ejemplo si la carga es una batería de lámparas de incandescencia, puede solucionarse el problema conectando un resistor NTC y un interruptor en serie con el condensador y el resistor variable. Es conveniente que el interruptor esté integrado en el resistor variable. El ánodo del BRY39 sigue conectado directamente al condensador. En el momento de la conexión, el resistor NTC está frío y por tanto su resistencia es elevada, de modo que el ángulo de conducción es pequeño; después de unos 40 ms, la corriente de carga del condensador habrá reducido suficientemente el valor del termistor para que el ángulo de conducción sea grande y sea posible ya el control de éste mediante ajuste del resistor variable.

3.2.2. *Circuito mejorado*

Por desgracia, grandes variaciones en la tensión de alimentación ejercen una gran influencia sobre el ángulo de disparo para ciertas aplicaciones. Un circuito mejorado, en el cual se evita este inconveniente está representado en la fig. 22. La alimentación se rectifica y recorta por un diodo zener, como antes, pero luego se aplica a un divisor de tensión resistivo para obtener una tensión de referencia y de sincronismo para la puerta de ánodo del conmutador controlado de silicio. Además, la tensión estabilizada por el diodo zener se aplica a un circuito temporizador RC, lo que aumenta la estabilidad. Al final de cada semiciclo *C1* se descarga, asegurando que la carta inicial de *C1* sea nula al principio de cada semiciclo y eliminando de esta manera la histéresis. El resto del circuito funciona como en el montaje original.

El circuito está proyectado para una alimentación de 220 V y proporciona una corriente de puerta superior a los 100 mA, la cual es suficiente para disparar los triacs de la serie BTX94 a temperaturas ambiente superiores a los 25 °C. (La máxima temperatura ambiente para el funcionamiento de este circuito es de 45 °C.) La duración mínima del impulso es de 10 microsegundos, adecuada para cargas resistivas y ligeramente inductivas; si la carga es muy inductiva, hay que adoptar medidas especiales, por ejemplo, la incorporación de una red de drenaje. La simetría entre los semiciclos positivos y negativos es muy buena, desviación menor que 1° eléctrico entre los puntos de disparo positivo y negativo en todo el margen de disparo. El margen de control abarca de 20 a 175 grados eléctricos. La estabilidad del ángulo de disparo con respecto a las variaciones de la tensión de alimentación es tal que una variación del 15 % en la alimentación no causa un cambio de más de un grado eléctrico en el ángulo de disparo en toda la gama de control. La estabilidad en temperatura también es buena, cambio de menos de 2 grados eléctricos en el ángulo de disparo con variación de temperatura entre 25 °C y 45 °C, para cualquier punto en el que se efectúe el disparo.

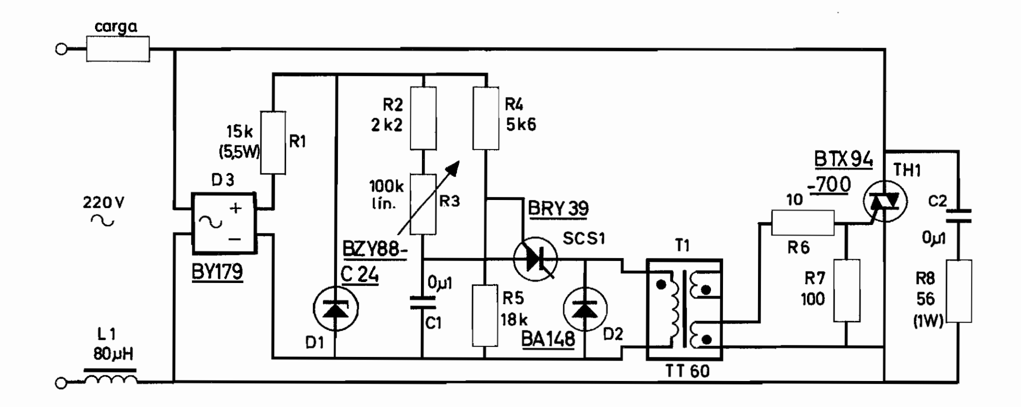


Fig. 22. Circuito perfeccionado de control por triac con conmutador controlado de silicio

3.3. Control de temperatura todo o nada de gran precisión, con FCL101

En un control exacto de temperatura por medio de triac, es lógico adoptar un detector de nivel FCL101 como elemento básico del circuito de disparo. Se han desarrollado dos circuitos de control con este dispositivo, uno adecuado para el margen de 30 °C a 45 °C y el otro para el de 100 °C a 300 °C.

La fig. 24 muestra cómo se utilizan el termistor PTC y el detector de nivel FCL101 para actuar el relé. Después de rectificación y cierto filtrado RC, la alimentación se aplica al transistor de salida. El diodo zener y un resistor de 1800 ohmios estabilizan la tensión de alimentación a un valor adecuado para el FCL101 y dentro de límites de variación apropiados para el circuito detector de temperatura.

En el margen más elevado se utiliza como elemento sensible un termistor de coeficiente de tem-

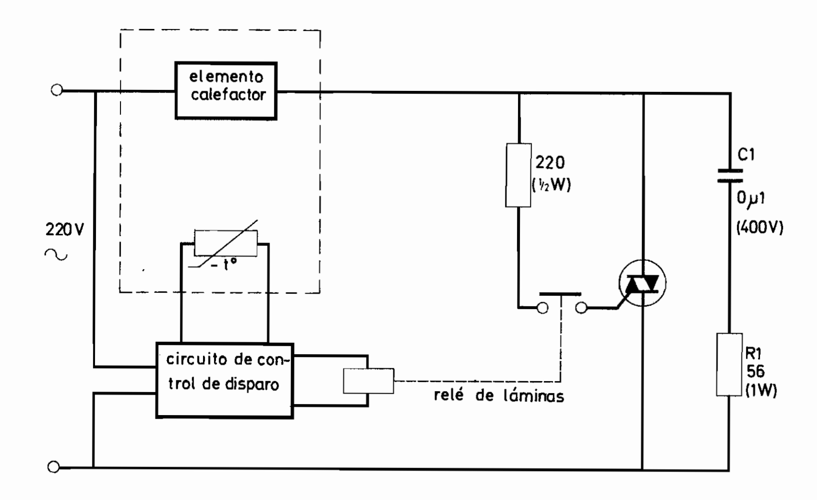


Fig. 23. Circuito completo de control

Para el margen inferior se ha elegido un termistor con coeficiente de temperatura positivo; el circuito completo está representado en dos partes, el circuito de control general (fig. 23) y el circuito de disparo (fig. 24).

En el circuito general, el disparo se efectúa por la acción del relé y las tensiones dV/dt son absorbidas por $C1R1$.

peratura negativo. El circuito de control general es el mismo que se utiliza para temperaturas inferiores, pero el circuito de disparo es ligeramente diferente y contiene un seguidor de emisor para adaptar las señales del termistor a la baja impedancia del FCL101 y tiene una conexión diferente del circuito para el relé (ver fig. 25).

La precisión eléctrica del sistema para tempera-

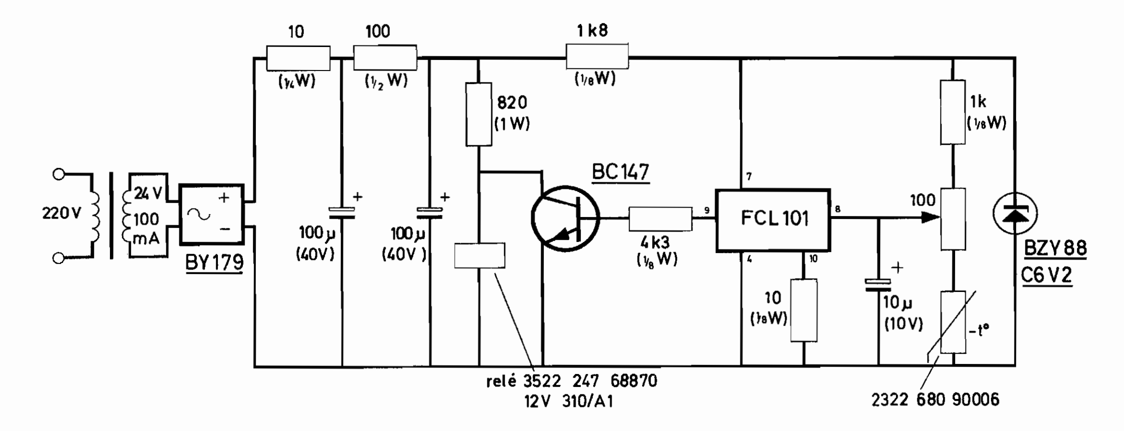


Fig. 24. Circuito de control de disparo de la fig. 23

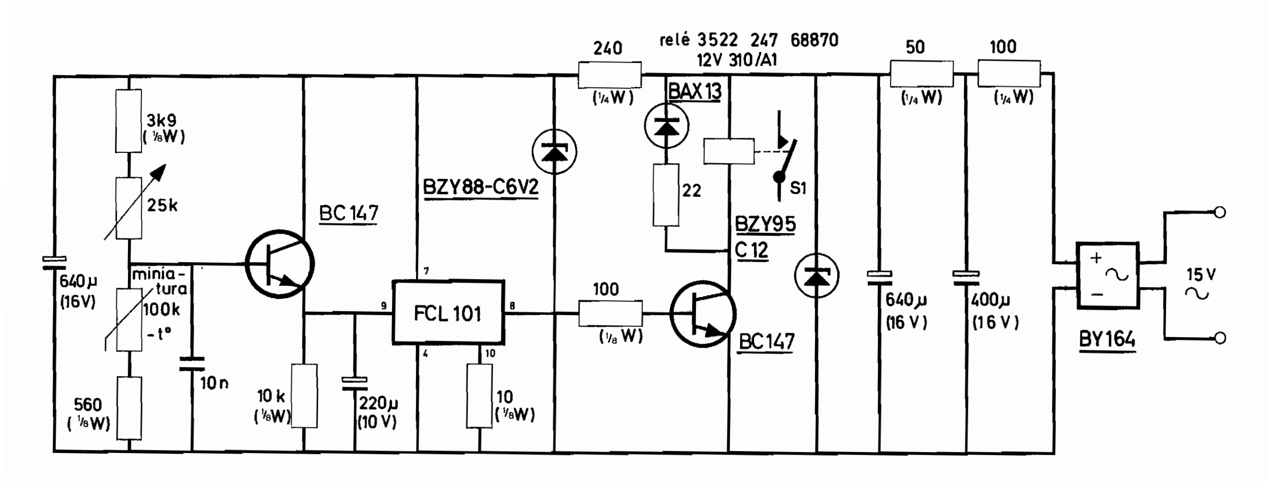


Fig. 25. Circuito de control de disparo para el margen de temperaturas elevadas

turas elevadas es mejor que 0,5 °C pero la precisión total, que depende principalmente de la constante de tiempo térmica del objeto que se calienta, es mucho menor; en el prototipo de laboratorio la precisión global fue aproximadamente de 2 °C.

La deriva de temperatura, medida a 150 °C, resultó ser de 1 °C, aproximadamente, cuando la temperatura ambiente varió en 1 °C. Esta deriva puede ser estabilizada añadiendo un segundo termistor NTC (expuesto a la temperatura ambiente) en el divisor formado por R_1 y R_2.

3.4. Control monofásico

El control de potencia monofásico por medio de sistemas de lazo abierto o cerrado, puede lograrse con triacs disparados por unidades modulares apropiadas. A continuación se presenta un ejemplo de cada tipo de control.

La unidad de disparo por desfasaje, o P.S.U., consta de un PSM40, un PA60 y alimentaciones de + 12 V, − 12 V y + 24 V. La secuencia de impulsos de disparo se produce en la unidad PA60 y su aplicación se controla por la unidad PSM40. Las tensiones de alimentación se rectifican y filtran dentro del bloque P.S.U. y es posible emplearlas para alimentar circuitos externos en caso de necesidad.

Un módulo más elaborado y adecuado especialmente para sistemas de lazo cerrado, es la unidad de control y disparo por desfasaje (P.C.U.). Comprende un DOA40, un PSM40, un 2IA60 y un PA60. El circuito de dispaso y desfasaje es idéntico al del

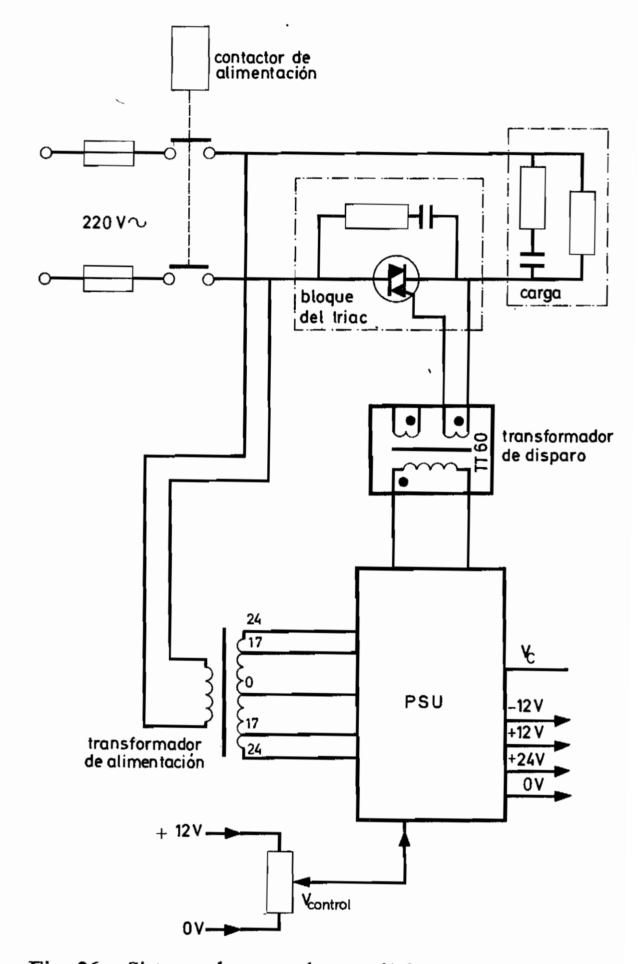


Fig. 26. Sistema de control monofásico en lazo abierto

P.S.U., pero el P.C.U. tiene también un circuito de control completo que comprende un amplificador operacional y un 2IA60.

La unidad de alimentación y de medida de corriente (S.C.U.) consta de un DOA40 y de componentes discretos. Es un amplificador de corriente y una unidad de alimentación que proporciona tensiones adecuadas a los bloques P.C.U.

La aplicación más sencilla es un regulador monofásico en lazo abierto (atenuador de iluminación o control de horno) que utiliza un P.S.U. Si se emplea este circuito con cargas inductivas, por ejemplo con lámparas fluorescentes, es aconsejable un condensador de 5 microfaradios de c.a. en serie con un resistor de 100 ohmios, 25 W en bornes de la carga, como se muestra en la fig. 26.

En la fig. 27 se representa un sistema de control monofásico en lazo cerrado. Puede utilizarse para atenuar iluminaciones o controlar hornos y mantendrá la salida de carga al nivel fijado con una precisión mejor que el 0,2 % de la máxima salida del elemento sensible.

3.5. Interruptor estático con conmutación a tensión nula

Los interruptores de conmutación a tensión nula presentan ciertas características interesantes — óptimo factor de potencia, ningún aumento brusco en la corriente de alimentación y, por tanto, mínima interferencia de radiofrecuencia — puesto que la conducción se efectúa sobre semiciclos completos. A continuación se describen tres circuitos interruptores de este tipo, en los que se emplean triacs.

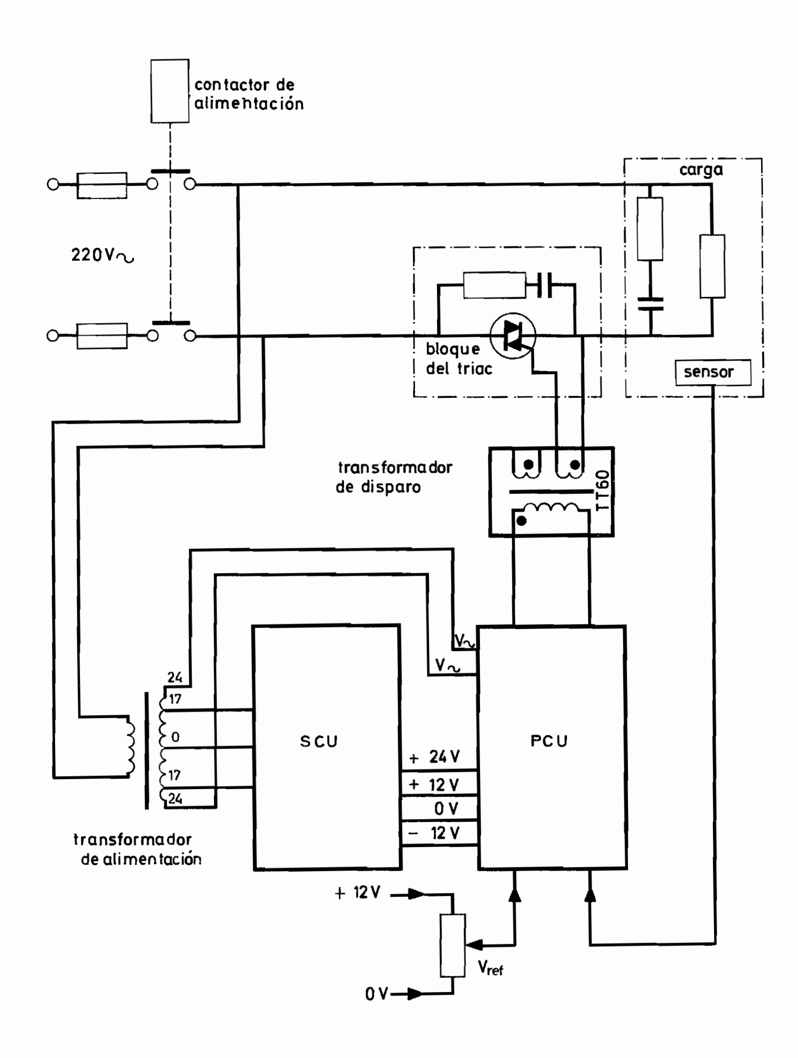


Fig. 27. Sistema de control monofásico en lazo cerrado

La fig. 28 muestra un circuito muy sencillo. Cuando la tensión V_C está suficientemente alejada de cero, *TH1* conduce (en este caso, la tensión entre sus terminales, es menor que 2 V), manteniéndose bloqueado *TH2*. Si V_C se reduce a cero, *TH1* se bloquea tan pronto como la corriente que lo atraviesa disminuye por debajo del valor de mantenimiento (cuando la tensión de alimentación pasa por cero) y la tensión en sus bornes aumenta durante el semiciclo siguiente; esta tensión supera pronto la tensión directa del par de diodos serie y ceba a *TH2*.

Debe lograrse un compromiso en la elección del valor del resistor *R1;* cuanto menor sea la resistencia, tanto menor será el ángulo de retardo después que la tensión de alimentación haya pasado por cero, pero tanto más elevada será la pérdida por disipación en *R1* y más elevada la corriente nominal de *TH1*.

La fig. 29 muestra un circuito similar, en el cual dos diodos zener realizan la función de la red de diodos de la fig. 28.

Los tipos y valores prácticos de los componentes para una alimentación de 220 V son los siguientes:

TH1	$I_T = 0{,}4$ A	
TH2	BTX94/700. $I_T = 25$ A (con radiador moldeado y refrigeración por convección libre y $T_{amb} \leqslant 40$ °C, utilizable hasta 15 A).	
Diodos	BA148	
Diodos zener	BZY88-C3V3	
R2	56Ω	Filtro supresor de transitorios
C1	0,1 μF, 250 V	

La amplitud necesaria para V_C depende de la característica de puerta de *TH1.*

En la fig. 30 aparece un método más elaborado en el que se emplea un circuito de control con triac disparado por impulsos obtenidos de un amplificador PA60 conectado como multivibrador. La tensión alterna de entrada se rectifica por *D1* y se recorta a 12 V por el diodo zener *D2* a menos que el BRY39 esté conduciendo (en cuyo caso se limita a la tensión de conducción del BRY39 a 1 V aproximadamente). Si el BRY39 está bloqueado, se aplican 12 V a la unidad PA60, a través de *R6,* haciéndolo oscilar a una frecuencia de repetición determinada por *R6* y *C1;* los impulsos así generados excitan la puerta del triac, haciéndolo conductor. Cuando se aplica una tensión de control para conmutar el BRY39, el terminal 2 de la unidad PA60 queda a un nivel bajo y no se producen impulsos.

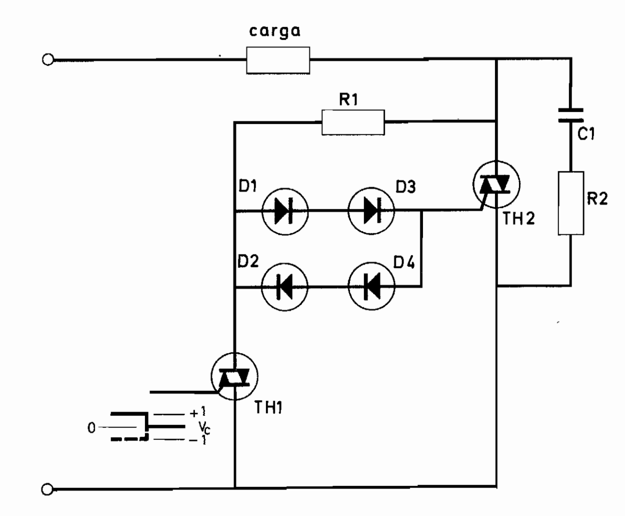


Fig. 28. Sencillo sistema de conmutación a tensión nula con red de diodos en serie-paralelo

Así el triac conduce durante casi todo un semiciclo completo o está bloqueado, debido a que la excitación de puerta se mantiene o se suprime durante los 180° de cualquier semiciclo; esto asegura un control fiable del triac a pesar de cargas fuertemente inductivas. Todas las formas de onda correspondientes a este circuito se representan en la figura 31; t_1 es el instante en el que se suprime la tensión de control para bloquear al BRY39, t_2 es el final del semiciclo en el que tiene lugar t_1 (es decir, el punto en que el BRY39 puede dejar de conducir porque su corriente de ánodo ha caído por debajo del nivel de mantenimiento), Δt es el período durante el cual la tensión instantánea en bornes de *D2* es demasiado baja para permitir la oscilación de PA60, y t_3 es el instante en el que vuelve a aplicarse la tensión de control (el triac, por supuesto, completa el semiciclo de conducción).

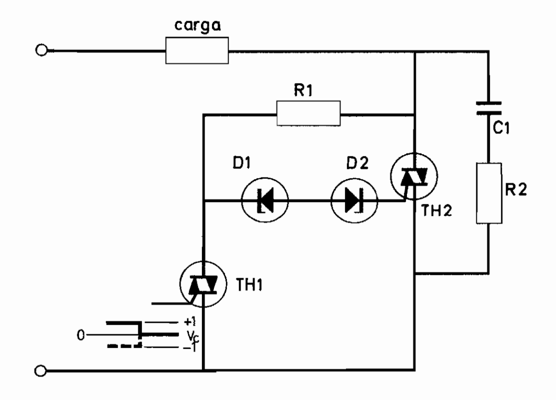


Fig. 29. Sencillo sistema de conmutación a tensión nula con diodos zener

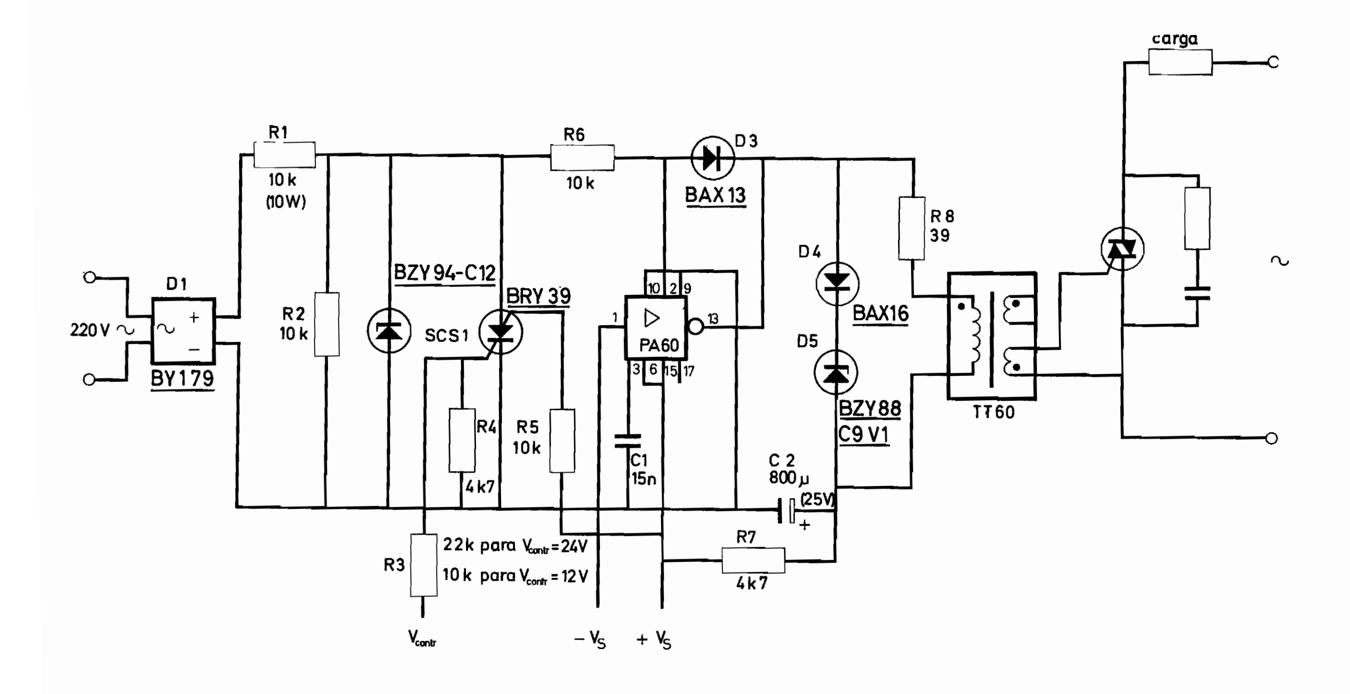


Fig. 30. Circuito de control por triac disparado por impulsos con PA60

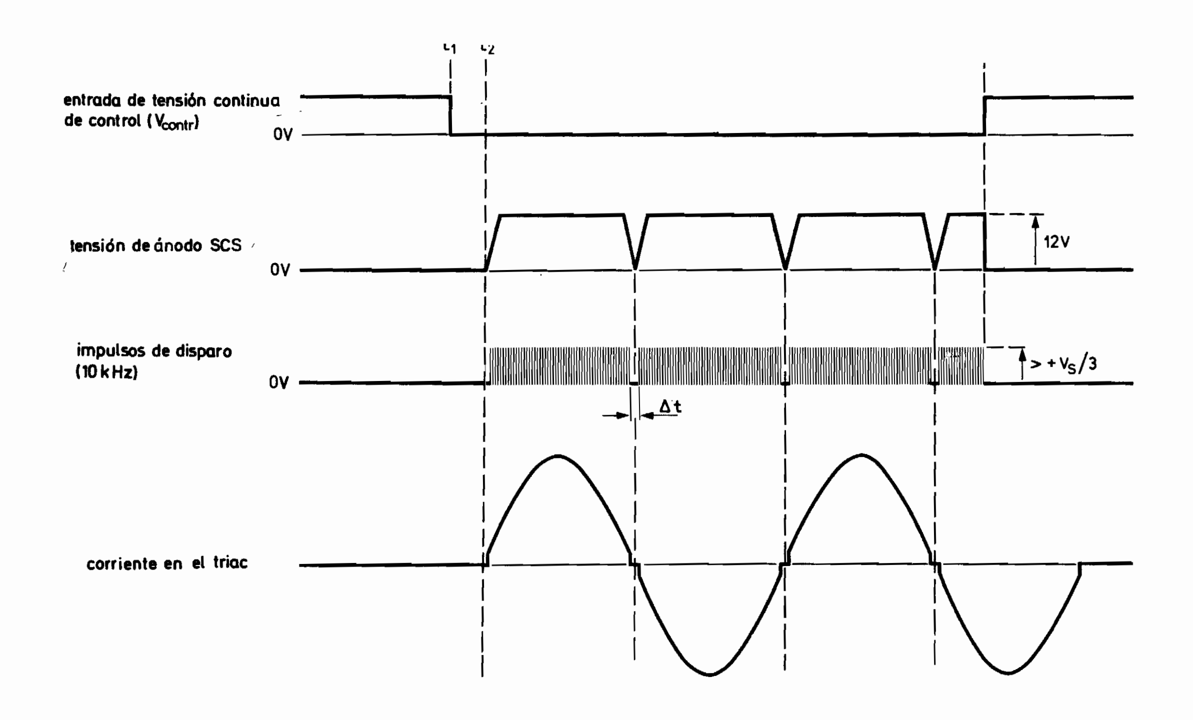


Fig. 31. Formas de onda

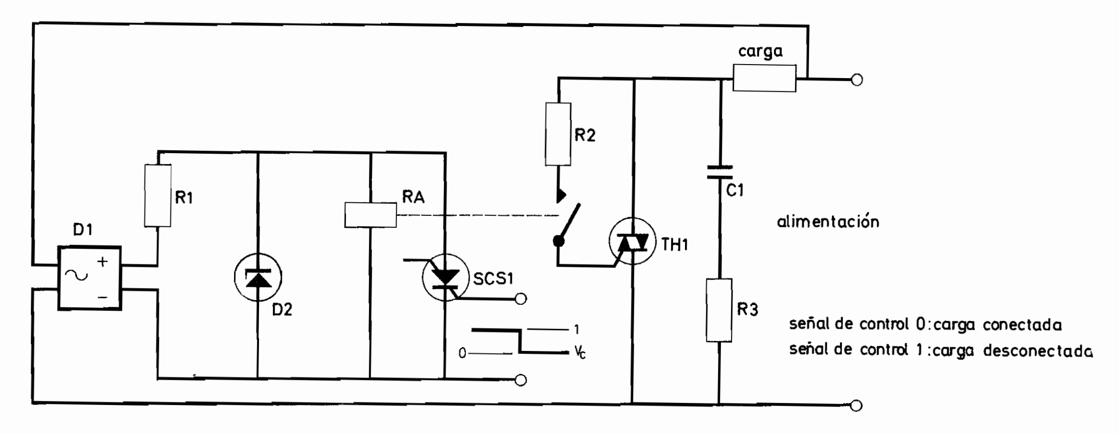


Fig. 32. Sistema de conmutación a tensión nula con conmutador controlado de silicio y relé de láminas

El diodo zener *D5* proteje la unidad PA60 contra transitorios de conmutación procedentes del primario del transformador y evita la saturación del transformador haciendo disminuir rápidamente la corriente cuando el transistor de salida está bloqueado. El diodo *D4* evita el cortocircuito de la salida de PA60.

La corriente de control requerida en el circuito de puerta de *SCS1* es aproximadamente de 1 mA. Si se supone una tensión base-emisor de 0,7 V durante el período de excitación de la puerta, puede calcularse el valor de *R3* a partir de

$$R3 = (V_{contr} - 0{,}7)/1 \text{ mA (k}\Omega)$$

que da los valores de *R3* = 22 kΩ para V_{contr} = 24 V, y de *R3* = 10 kΩ para V_{contr} = 12 V.

Las tensiones de alimentación recomendadas para PA60 son:

$+V_S$ = 18 a 24 V (corriente máx. consumida: 200 mA)

$-V_S$ = 12 V ± 5 % (corriente aproximada: 1 mA).

Se recomienda que el circuito no sea utilizado en temperaturas ambiente superiores a 45 °C.

En el circuito de la fig. 32 se consigue una simplificación considerable del sistema que se acaba de describir; un conmutador controlado de silicio proporciona una memoria temporal (de un ciclo de duración) y un relé de láminas aísla la alimentación del conmutador de silicio.

La tensión de alimentación es rectificada en el puente, recortada por el diodo zener a 24 V y aplicada al conmutador de silicio y a la bobina del relé. Si la señal en la puerta del SCS es suficientemente positiva, éste conduce y cortocircuita la bobina del relé. Entonces los contactos de láminas quedan abiertos y el triac no recibe excitación de puerta, de modo

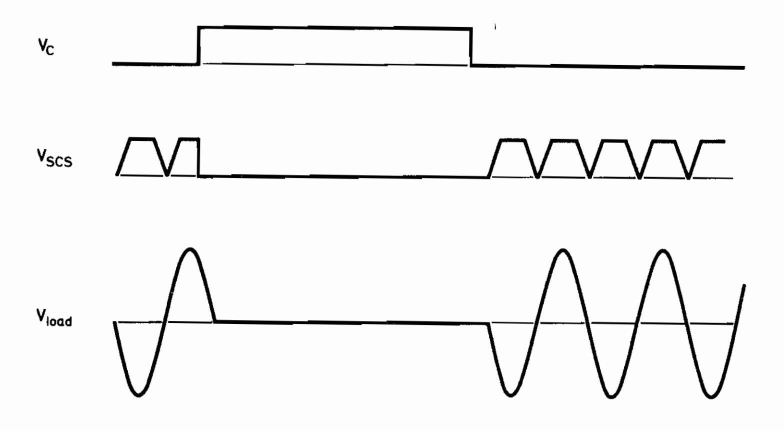


Fig. 32. Formas de onda de la tensión de control y de carga

que no se aplica energía a la carga. Sin embargo, si el potencial de puerta de SCS pasa a 0 V, éste conduce hasta que se anula la tensión de alimentación y después se bloquea. El relé de láminas es actuado en el semiciclo siguiente y los contactos se cierran aplicando una señal a la puerta del triac, el cual presenta entonces una baja impedancia en serie con la carga. (En la fig. 33 se muestran las formas de onda.)

En la puerta del conmutador de silicio se necesita una señal de control de 1 mA, de modo que si se utilizan 24 V para control deberá conectarse en serie con la puerta un resistor de 22 kΩ aproximadamente.

A continuación se indican los componentes del circuito:

D1	Rectificador en puente BY179
D2	Diodo zener BZY88-C24
SCS1	Conmutador controlado de silicio BRY39
TH1	Triac BTX94/800
R1	10 kΩ; 5,5 W
R2	220Ω; 1/4 W
R3	56Ω; 1 W
E1	Relé de láminas 3522 247 68880 410/A1
C1	0,1 μF, 400 V

Todos estos circuitos funcionan con carga resistiva o inductiva.

3.6. Interruptor estático de potencia con relé de láminas

La sorprendentemente larga vida de los relés de láminas hace que estos componentes sean muy apropiados para disparo de triacs cuando se precisa sencillez y fiabilidad. Además, su cierre hermético permite utilizarlos en lugares donde se pueden emplear relés de contactos abiertos, por ejemplo en minas o en presencia de vapores de gasolina, en los que existe peligro de explosión. A continuación se describe un circuito que emplea un relé de láminas excitado por imán permanente para la conmutación estática de potencia.

En la fig. 34 puede verse un circuito que utiliza interruptor de un solo polo. El valor numérico de *R1* en ohmios debe ser aproximadamente igual al valor numérico de la tensión de alimentación en voltios, con lo que se dispone así de una corriente de puerta de casi 1 A. En bornes del triac se conecta una red supresora de transitorios, *R2C1;* para la mayor parte

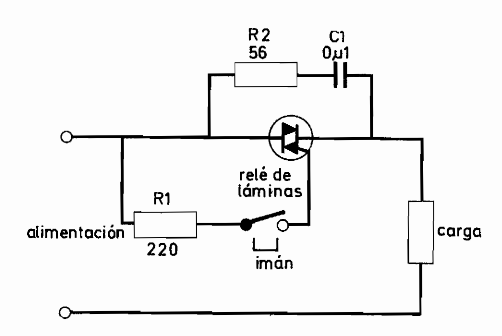


Fig. 34. Triac controlado por relé de láminas para aplicaciones monofásicas

de aplicaciones son adecuados los valores de 0,1 μF y 56Ω.

Si se requiere un sistema polifásico, sólo es preciso emplear un circuito monofásico para cada fase. Pero hay que procurar que todos los contactos de láminas sean actuados simultáneamente.

Hay muchos métodos para accionar el relé de láminas, uno de los cuales se representa en la figura 35. Si se acciona el pulsador *ON*, la tensión de alimentación pasa por el puente rectificador y se aplica energía a la bobina del relé. Esta actúa, aplicando potencia a la carga y el contacto de mante-

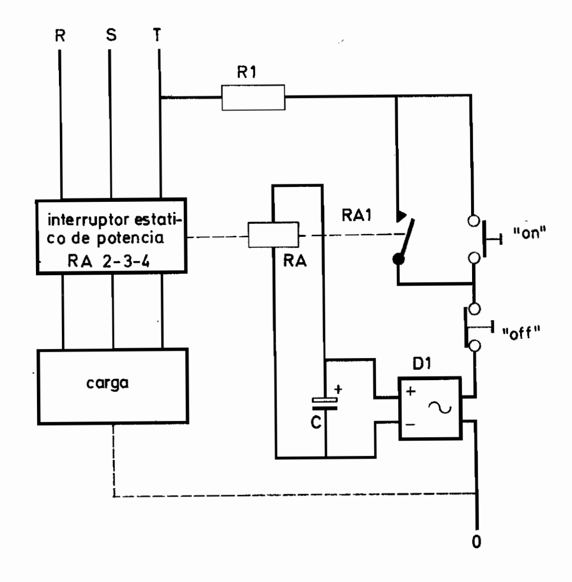
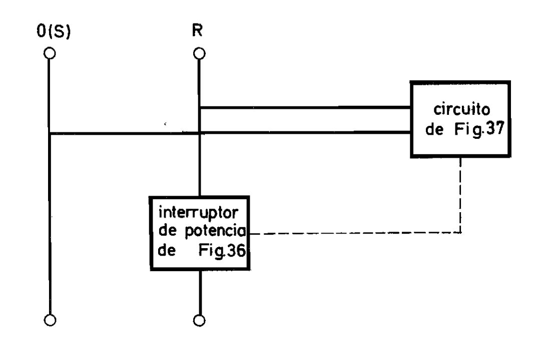
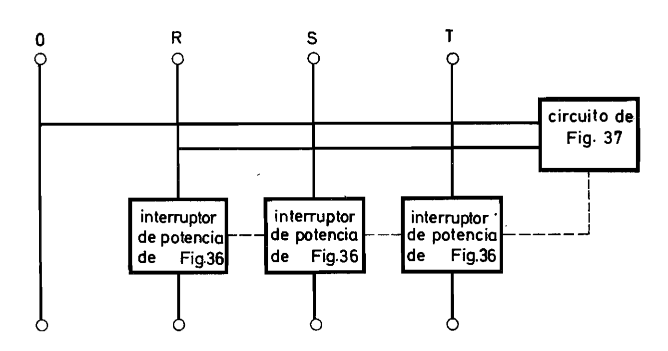
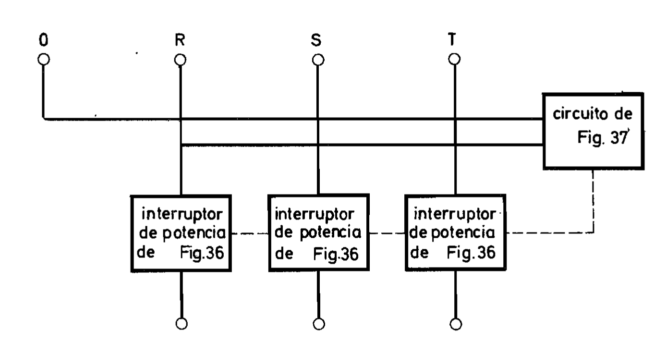


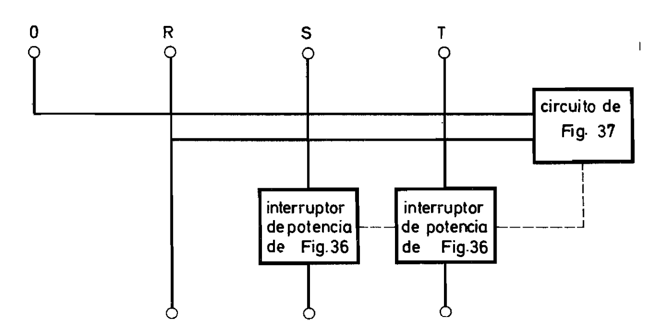
Fig. 35. Actuación del relé de láminas por medio de pulsadores ON/OFF

nimiento *RA1* asegura el funcionamiento aunque se suelte el pulsador *ON*. Por supuesto, al pulsar el botón *OFF* deja de actuar el relé. El condensador *C*









protege la bobina del relé contra los transitorios de la alimentación.

Otra posibilidad consiste en controlar el relé por medio de módulos lógicos de estado sólido, por ejemplo Norbits.

Debe recordarse que, en general, la tensión de ruptura del triac debe ser tres veces más alta, por lo menos, que el valor eficaz de la tensión que se controla.

Una selección de los montajes de conmutación más comunes está representada en la fig. 36. La tabla da los valores de los componentes en el caso de una alimentación de 220 V.

3.7. Sistema de luces de tráfico intermitentes

El circuito controla dos grupos de lámparas, uno de los cuales permanece apagado mientras que el otro está encendido. La fig. 37 muestra el diagrama de bloques del sistema (puede eliminarse la parte situada dentro de línea de trazos si no se requiere el funcionamiento con destellos en oposición de fase). Dos generadores de baja frecuencia, *U1* y *U2*, funcionan con acoplamiento cruzado para proporcionar salidas en oposición de fase. Estas salidas se aplican a módulos defasadores, los cuales producen un número de impulsos proporcional a la tensión de entrada cada 10 ms. Los pasos *U5* y *U6* dividen cada impulso en una serie de impulsos de disparo de 10 kHz que sirven para excitar los triacs.

La fig. 38 presenta la temporización de la señal. Los triacs conducen durante una parte de cada semiciclo de la tensión de alimentación. Esta parte está determinada por la anchura de cada impulso procedente de los módulos defasadores.

La fig. 39 muestra generadores de baja frecuencia, *U1* y *U2* realizados con módulos de la serie 60. La frecuencia de oscilación puede ser controlada entre 15 y 150 destellos por minuto por medio de *R1*/*R2;* la relación cíclica queda regulada por me-

Fig. 36. Selección de circuito interruptores

Circuito	Núm. de polos	Núm. tipo del relé 3522 247	Resist. bobina (Ω)	R_1	C
36 *(a)*	2	69120	640	10 kΩ, 5,5 W	125 μF
36 *(b)*	5	69640	290	4,7 kΩ, 10 W	250 μF
36 *(c)*	5	69640	290	4,7 kΩ, 10 W	250 μF
36 *(d)*	3	69420	485	8,2 kΩ, 5,5 W	125 μF

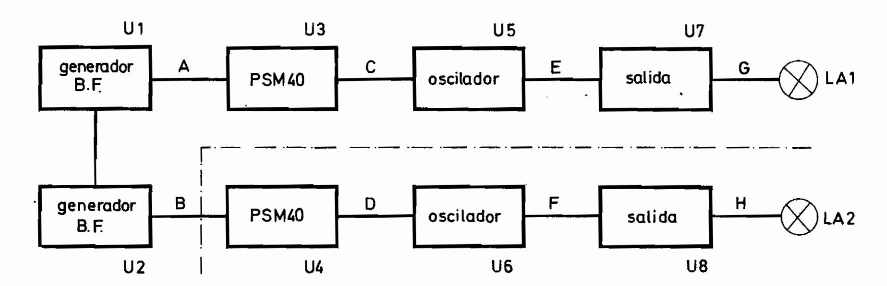


Fig. 37. Diagrama de bloques del sistema

dio de *R6/R7* y la tensión de salida por *R14/R15*. Los resistores *R9* y *R10* limitan la corriente de descarga de *C8* y *C9* a los módulos IA60; los condensadores *C8* y *C9* limitan la velocidad de aumento de la tensión de control, limitando así la corriente de la lámpara.

Los impulsos en los puntos A y B (que tienen una definida amplitud, relación cíclica y frecuencia) se aplican a U3 y U4, como se indica en la fig. 40. El funcionamiento del resto del circuito se deduce fácilmente comparando las formas de onda de la figura 38 y las conexiones detalladas en la fig. 40.

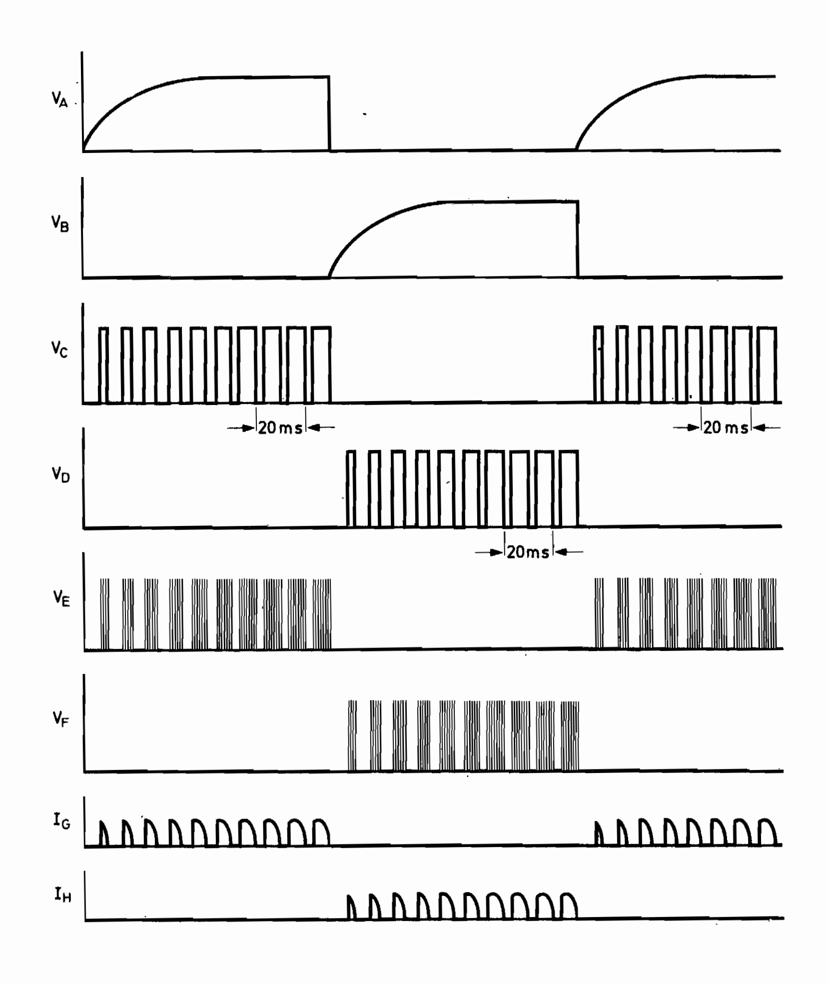


Fig. 38. Formas de onda

Fig. 39. Detalle de *U1* y *U2*

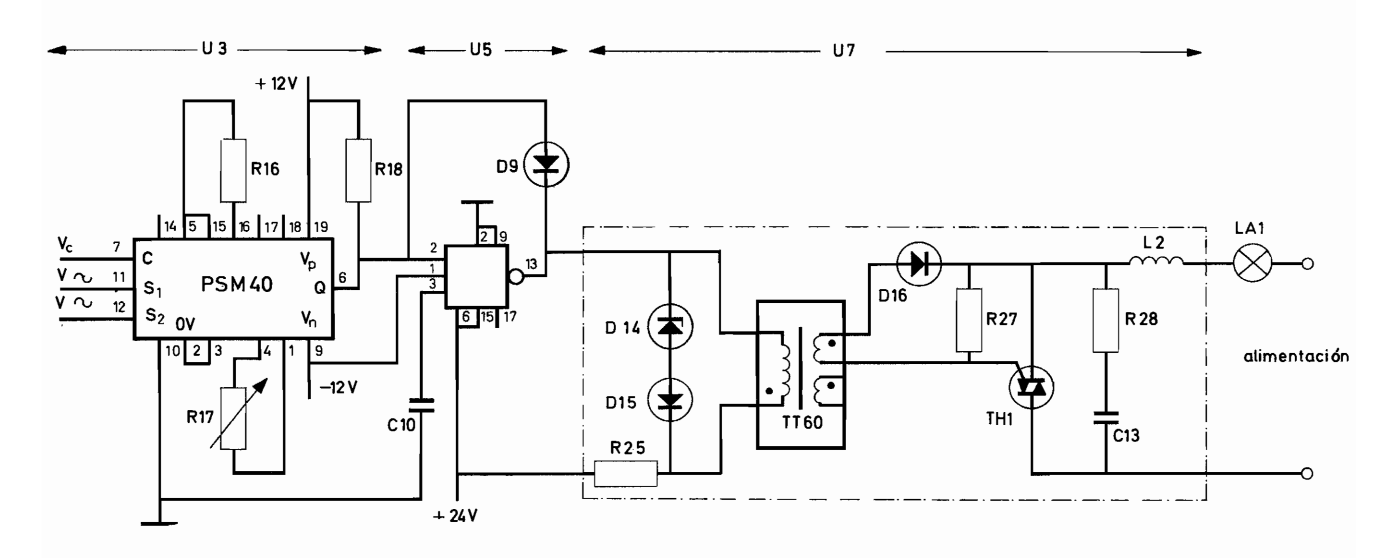


Fig. 40. Detalle de *U3, U5* y *U7,* indicando la conexión del triac

DATA HANDBOOK SYSTEM

Colección de manuales en los que se publican datos y características completas de válvulas y tubos electrónicos, semiconductores y circuitos integrados, y componentes y materiales (texto en inglés). Consta de tres series, con un total de 18 volúmenes. A continuación se indica el contenido de cada uno de estos volúmenes.

Precio de cada volumen = 250 Ptas.

ELECTRON TUBES

Part 1

Transmitting tubes (Tetrodes, Pentodes)

Part 2

Tubes for microwave equipment

Part 3

Special Quality tubes

Part 4

Receiving tubes

Part 5

Cathode-ray tubes
Photo tubes
Camera tubes

Part 6

Photomultiplier tubes
Scintillators
Photoscintillators

Part 7

Voltage stabilizing and reference tubes
Counter, selector, and indicator tubes
Trigger tubes
Switching diodes

Part 8

T.V. Picture tubes

Part 9

Transmitting tubes (Triodes)
Tubes for R.F. heating (Triodes)

SEMICONDUCTORS AND INTEGRATED CIRCUITS

Part 1 Diodes and Thyristors

General
Signal diodes
Variable capacitance diodes
Voltage regulator diodes

Part 2

General
Low frequency transistors (low power)
Low frequency power transistors

Part 3

General
High frequency transistors

Part 4

General
Transmitting transistors
Field effect transistors
Dual transistors

Part 5

General section
Digital integrated circuits
Linear integrated circuits

COMPONENTS AND MATERIALS

Part 1 Circuit Blocks, Input/Output Devices

Circuit blocks 100kHz Series
Circuit blocks 1-Series
Circuit blocks 10-Series
Circuit blocks 20-Series
Circuit blocks 40- Series
Counter modules 50-Series
Norbits 60-Series

Part 2 Resistors, Capacitors

Fixed resistors
Variable resistors
Non-linear resistors
Ceramic capacitors

Part 3 Radio, Audio, Television

FM tuners
Coils and resonators
Audio and mains transformers
Loudspeakers
Electronic organ assemblies

Part 4 Magnetic Materials, White Ceramics

Ferrites for radio, audio and television
Ferroxcube potcores
Microchokes

Part 5 Memory Products, Magnetic Heads, Quartz Crystals, Microwave Devices, Variable Transformers, Electro-mechanical Components

Ferrite memory cores
Matrix planes, matrix stacks
Complete memories
Magnetic heads

DIODOS RECTIFICADORES DE SILICIO

4. Consideraciones para carga pulsante

Se analiza el funcionamiento de los diodos rectificadores de silicio sometidos a una carga pulsante en distintas condiciones de trabajo (un solo impulso, impulsos repetitivos, impulsos de forma irregular, etc.), y se presentan ejemplos numéricos de cada una de ellas.

4.1. INTRODUCCION

Si un diodo de potencia ha de funcionar con seguridad y con cargas pulsantes repetitivas, deben tomarse precauciones especiales para no rebasar la temperatura máxima permitida en la unión. La carga pulsante origina fluctuaciones de la temperatura de la unión que no son tolerables, a menos de que los picos resultantes estén dentro de los límites de temperatura especificados en las hojas de características. A su vez, la temperatura de pico de la unión depende de la impedancia térmica transitoria del diodo y de su sistema refrigerador.

Por ello, la amplitud de los impulsos que pueden ser manejados con seguridad se determina mediante los valores límite del diodo, su disipación de calor y el radiador utilizado. Dicho radiador permite intercalar cortos trenes de impulsos, que excedan los valores límite continuos entre cargas moderadas, pues las constantes de tiempo térmicas, relativamente largas, retardan el aumento de temperatura de la unión. La constante de tiempo térmica del cristal del diodo es demasiado pequeña para evitar las fluctuaciones de temperatura de la unión, aun con funcionamiento estable con c.a.

Los cálculos de la temperatura de la unión pueden realizarse mediante gráficos que representan la impedancia térmica transitoria en función del tiempo, trazados para un diodo junto con su radiador de calor. Este método se describirá más adelante. Se utilizan los siguientes símbolos:

ΔT = diferencia de temperatura,
w = duración del impulso rectangular de potencia (anchura del impulso),
τ = tiempo de repetición del impulso de potencia,
δ = factor de trabajo de un impulso rectangular repetitivo de potencia ($= w/\tau$),
P = amplitud de un impulso rectangular de potencia.

4.2. CURVAS DE CALENTAMIENTO Y DE REFRIGERACION

Cuando se somete un diodo a un escalón unitario de potencia calefactora, el aumento (exponencial) de la temperatura de la unión está controlado por las distintas constantes de tiempo existentes en el sistema térmico (fig. 4-1). Como ya se indicó, la impe-

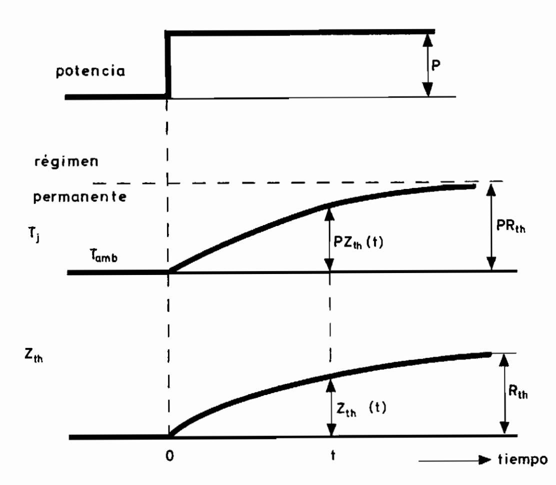


Fig. 4-1. Curvas de calentamiento para una función en escalón de la potencia eléctrica de entrada

dancia térmica transitoria, $Z_{th}(t)$, se mide inyectando un impulso de potencia unidad y determinando el cambio que produce en la temperatura de la unión después de un determinado período de tiempo. Al cabo de un tiempo infinito, la temperatura de la unión se estabiliza a un valor constante, mientras que la impedancia térmica transitoria se hace igual a la resistencia térmica.

De la fig. 4-1 se obtiene:

$$T_j(t) = T_{amb} + PZ_{th}(t), \qquad (4\text{-}1)$$

en donde $T_j(t)$ representa la temperatura de la unión para cualquier instante t.

La temperatura estable de la unión vale:

$$T_{jss} = T_{amb} + PR_{th}. \qquad (4\text{-}2)$$

Ejemplo

La fig. 4-2 representa la impedancia térmica transitoria, en función del tiempo del diodo BYX33 montado en un radiador tipo 56283. Supongamos que se aplica al diodo un escalón de 150 W con una temperatura ambiente de 40 °C y convección natural. Se trata de determinar la temperatura de la unión un segundo después de aplicar la potencia mencionada, y también cuando haya transcurrido un tiempo infinito.

De la fig. 4-2 puede observarse que Z_{th} (1s) = 0,145 °C/W y R_{th} = 0,72 °C/W (para 10^4 s). Mediante la ecuación 4-1 se obtiene la temperatura de la unión después de 1 s:

$$T_j(1\text{s}) = 40 + (150 \times 0{,}145) = 62\ °\text{C},$$

y mediante la 4-2, la temperatura de la unión después de un tiempo infinito:

$$T_{jss} = 40 + (150 \times 0{,}72) = 148\ °\text{C}.$$

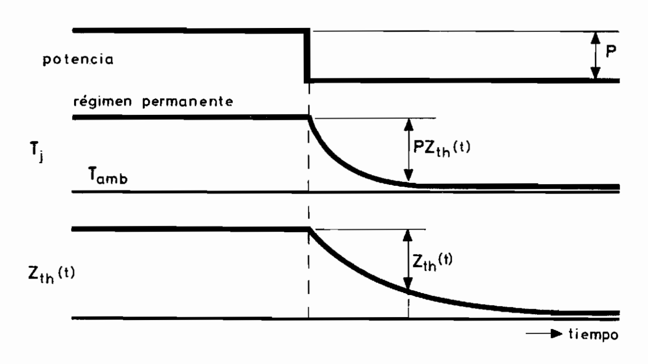


Fig. 4-3. Curvas de enfriamiento para una función escalón de potencia

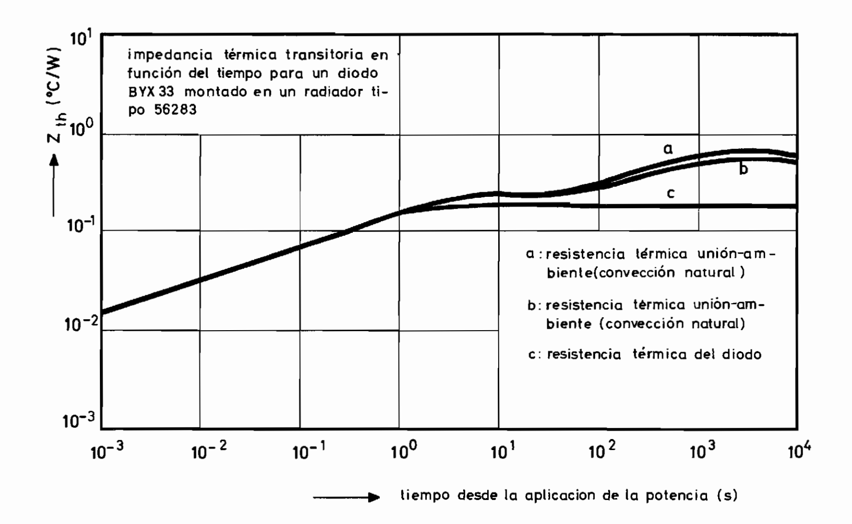


Fig. 4-2. Impedancia térmica transitoria del diodo BYX33, montado en un radiador tipo 56283, en función del tiempo

Al suprimir la potencia aplicada, la temperatura de la unión se reducirá gradualmente hasta el nivel ambiente, como muestra la fig. 4-3. Si la temperatura de la unión ha alcanzado un valor estable antes de dejar de aplicar la potencia, la curva de enfriamiento será la inversa de la de calentamiento, puesto que la súbita interrupción de la potencia aplicada equivale a un escalón de potencia *negativo* y del mismo valor.

Por consiguiente, la curva de enfriamiento puede determinarse fácilmente mediante la ecuación 4-1, sustituyendo T_{amb} por la temperatura estable de la unión $(T_{amb} + PR_{th})$, y P por $-P$. De este modo, la curva de enfriamiento se determina mediante la expresión:

$$T_j(t) = T_{amb} + P\{R_{th} - Z_{th}(t)\}. \tag{4-3}$$

Ejemplo

Determinar la temperatura de la unión del diodo BYX33, veinte segundos después de finalizado el escalón de 150 W, con una temperatura ambiente de 40 °C (funcionamiento estable antes de interrumpir el suministro de potencia).

De la fig. 4-2 puede verse que $R_{th} = 0{,}72$ °C/W y Z_{th} (20 s) = 0,25 °C/W. Según la ecuación 4-3 se escribe:

$$T_j(20s) = 40 + 150(0{,}72 - 0{,}25) = 111 \text{ °C}.$$

4.3. CARGA DE UN SOLO IMPULSO CUADRADO DE POTENCIA

En las aplicaciones prácticas, un impulso de potencia desaparece antes de que pueda estabilizarse la temperatura de la unión (fig. 4-4). La curva de calentamiento se determina mediante el valor del impulso de potencia P, mientras que la curva de enfriamiento se obtiene a partir de la temperatura de pico de la unión, T_{jp}, presente al interrumpir el suministro de potencia. En estas condiciones las curvas de calentamiento y de enfriamiento no serán conjugadas y, por tanto, no es aplicable la ecuación 4-3.

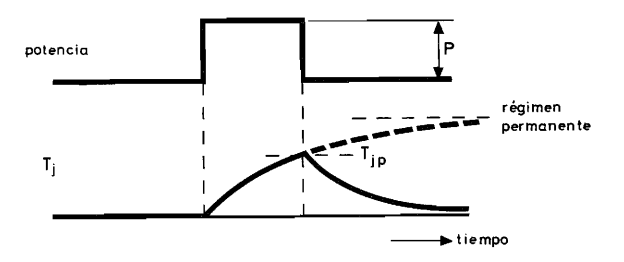


Fig. 4-4. Efecto de un impulso breve de potencia sobre la temperatura de la unión

La temperatura instantánea de la unión puede calcularse descomponiendo el impulso de potencia aplicado en dos escalones, uno positivo y otro negativo, tal como muestra la fig. 4-5. El impulso de duración w se toma como equivalente a un escalón positivo P que se presente al inicio del impulso, y un escalón negativo idéntico, $-P$, aplicado cuando $t = w$. Estas funciones dan una curva de calentamiento a y una curva de enfriamiento b. La curva de enfriamiento real (al interrumpirse el suministro de potencia) será la suma algebraica de a y b. De la fig. 4-5 puede deducirse la temperatura instantánea de la unión en el tiempo t, durante el enfriamiento:

$$T_j(t) = T_{amb} + P\{Z_{th}(t) - Z_{th}(t - w)\}. \tag{4-4}$$

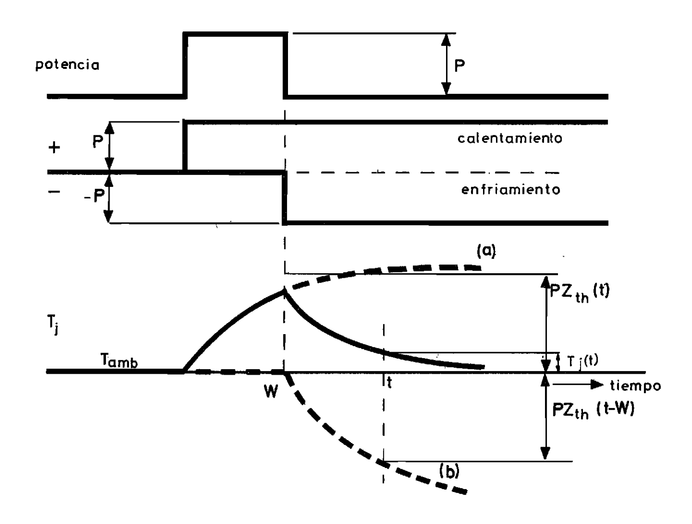


Fig. 4-5. Método gráfico para determinar la temperatura instantánea de la unión

Ejemplo

Determinar la temperatura de pico en la unión del diodo BYX33, y la temperatura de la unión, 5 s después del comienzo de un impulso de potencia de 200 W, de 2 s de duración, con $T_{amb} = 40$ °C.

De la fig. 4-2 se obtiene:

$$Z_{th}(t) = Z_{th}(5s) = 0{,}20 \text{ °C/W},$$
$$Z_{th}(t - w) = Z_{th}(5 - 2s) = Z_{th}(3s) = 0{,}185 \text{ °C/W},$$
$$Z_{th}(w) = Z_{th}(2s) = 0{,}17 \text{ °C/W}.$$

Al finalizar el impulso, la temperatura de pico en la unión es, según la ecuación 4-1:

$$T_{jp} = T_{amb} + PZ_{th}(2s) = 40 + 200 \times 0{,}17 = 74 \text{ °C}.$$

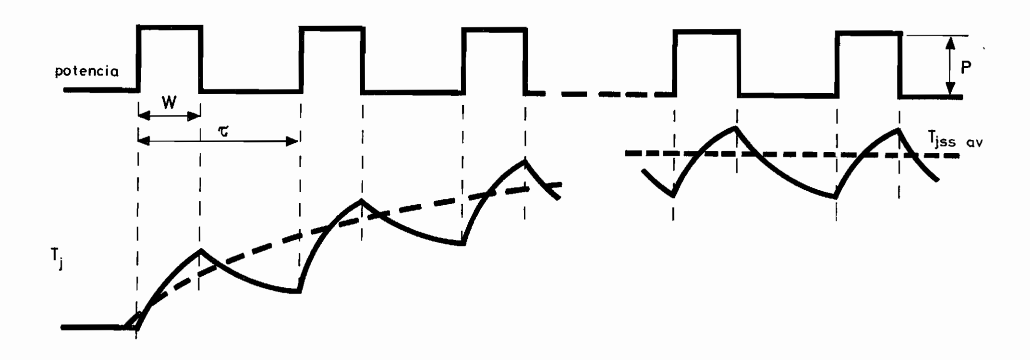


Fig. 4-6. T_j en función del tiempo, para una carga pulsante repetitiva

Según la ecuación 4-4, la temperatura de la unión 5 s, después del comienzo del impulso de potencia, vale:

$$T_j(5s) = 40 + 200(0,20 - 0,185) = 43\ °C.$$

4.4. CARGA CON IMPULSOS CUADRADOS REPETITIVOS DE POTENCIA

4.4.1. Impulsos del mismo valor

Cuando se aplica potencia en forma de impulsos cuadrados repetitivos, con una relación cíclica δ, la variación de temperatura de la unión toma la forma de una onda en dientes de sierra (fig. 4-6). La temperatura media de la unión presenta un crecimiento exponencial, que tiende a un valor estable si los impulsos aplicados se mantienen durante tiempo suficiente. Por analogía con la ecuación 4-2, la temperatura media estable de la unión se obtiene con la expresión:

$$T_{jss\ av} = T_{amb} + \delta P R_{th}. \qquad (4\text{-}5)$$

Ejemplo

Determinar la temperatura media estable de la unión para el diodo de potencia BYX33, con una carga continua de 40 W (P_c) e impulsos superpuestos de 200 W (P_p): $w = 2$ s; $\delta = 0,4$ (tiempo de repetición, $t = 5$ s); $T_{amb} = 40$ °C.

La fig. 4-2 muestra que $R_{th} = 0,72$ °C/W. De la ecuación 4-2 se obtiene el aumento de la temperatura de la unión debido a P_c:

$$\Delta T_{jc} = P_c R_{th} = 40 \times 0,72 = 28,8\ °C.$$

El aumento de temperatura de la unión debido a P_p, según la ecuación 4-5, vale:

$$\Delta T_{jp} = \delta P_p R_{th} = 0,4 \times 200 \times 0,72 = 57,6\ °C,$$

(T_{jp} se refiere aquí al aumento medio debido a P_p) lo que nos da:

$$T_{jss\ av} = T_{amb} + 4T_{jc} + 4T_{jp} = 126\ °C.$$

No sólo debe mantenerse la temperatura media de la unión dentro de los límites especificados para el diodo, sino que también se ha de asegurar que no se rebase la temperatura de pico permisible de la unión, especialmente cuando los impulsos son de duración considerable y con relación cíclica baja. En la fig. 4-7 se ha representado el cálculo de la temperatura de pico de la unión debida a tres impulsos equidistantes del mismo valor.

Como se ha indicado anteriormente, los impulsos pueden sustituirse por escalones de calentamiento y de enfriamiento que dan lugar a curvas conjugadas de calentamiento y de enfriamiento desplazadas en el tiempo. La temperatura máxima de la unión se alcanzará al final del tercer impulso:

$$T_{jp} = T_{amb} + \Delta T_{h1} - \Delta T_{c1} + \Delta T_{h2} - \Delta T_{c2} + \Delta T_{h3}, \qquad (4\text{-}6)$$

(T_{jp} se refiere al valor de pico)

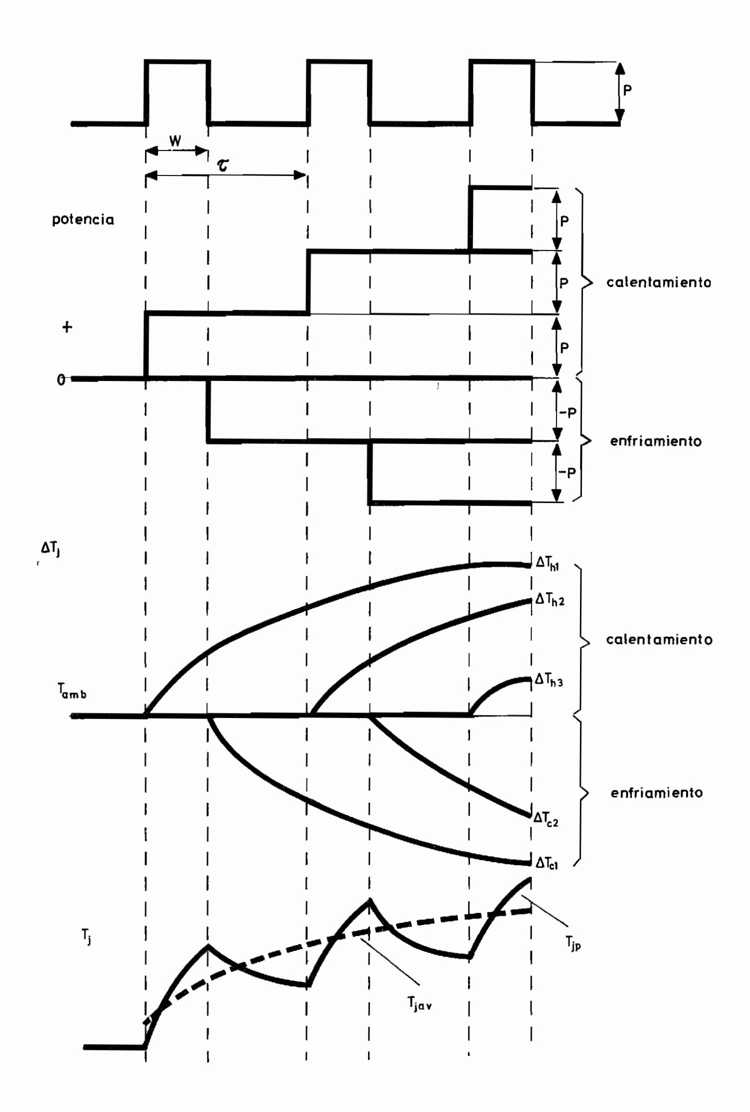


Fig. 4-7. Efecto calefactor de tres impulsos equidistantes de igual amplitud

en donde:

$$\Delta T_{h1} = PZ_{th}(2\tau + w), \quad \Delta T_{c1} = PZ_{th}(2\tau),$$
$$\Delta T_{h2} = PZ_{th}(\tau + w), \quad \Delta T_{c2} = PZ_{th}(\tau). \quad (4\text{-}7)$$
$$\Delta T_{h3} = PZ_{th}(w),$$

Por tanto:

$$T_{jp} = T_{amb} + P\{Z_{th}(2\tau + w) - Z_{th}(2\tau) + \\ + Z_{th}(\tau + w) - Z_{th}(\tau) + Z_{th}(w)\}. \quad (4\text{-}8)$$

De modo análogo, para n impulsos equidistantes, de amplitud P, se tiene:

$$T_{jp} = T_{amb} + P\left\{\sum_{a=0}^{a=n-1} Z_{th}(a\tau + w) - \sum_{a=1}^{a=n} Z_{th}(a\tau)\right\}. \quad (4\text{-}9)$$

Ejemplo

Determinar la temperatura máxima en la unión del diodo BYX33, montado en un radiador tipo 56283, inmediatamente después de ser atravesado por cinco impulsos de 0,5 s y de 900 W, con un tiempo de repetición de 1 s y para T_{amb} = 40 °C.

De la ecuación 4-9 se obtiene:

$$T_{jp} = T_{amb} + P[\{Z_{th}(4{,}5s) + Z_{th}(3{,}5s) + Z_{th}(2{,}5s) + Z_{th}(1{,}5s) + Z_{th}(0{,}5s)\} - \{Z_{th}(4s) + Z_{th}(3s) + Z_{th}(2s) + Z_{th}(1s)\}].$$

Mediante la fig. 4-2 resulta:

$$T_{jp} = 40 + 900\{(0{,}196 + 0{,}19 + 0{,}18 + 0{,}16 + 0{,}12) - (0{,}193 + 0{,}185 + 0{,}17 + 0{,}145)\} = 178\ °C.$$

Esta carga (promedio de 450 W durante 5 s) puede ser tolerada por el diodo, cuya temperatura máxima en la unión es 190 °C. No obstante, conviene advertir que sólo puede manejarse de modo continuo un promedio de 250 W, aún cuando el diodo vaya montado en un radiador de baja resistencia térmica.

La ecuación 4-9 puede utilizarse para calcular el valor de pico de la ondulación en la temperatura de la unión, producida por una carga pulsante. No obstante, es preciso tomar un gran número de términos, ya que la temperatura de la unión invierte un tiempo relativamente largo para estabilizarse. Puede utilizarse un método menos laborioso, con una aproximación que resulta suficiente en la mayoría de los casos (cfr. 4.5).

4.4.2. Impulsos de distinto valor

La fig. 4-8 muestra cómo reacciona la temperatura de la unión frente a un tren de impulsos de distintos valores. Puesto que la temperatura máxima

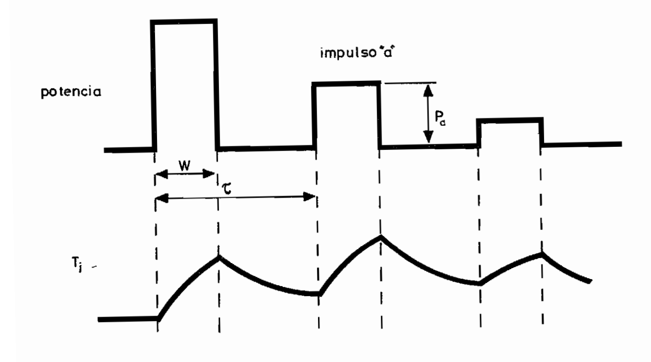


Fig. 4-8. Efecto calefactor de tres impulsos equidistantes de amplitudes diferentes

no se alcanza necesariamente al fin del último impulso, la temperatura de pico de la unión al final de cada impulso deberá compararse con el valor límite especificado, con ayuda de las ecuaciones que se exponen a continuación. Basándose en la ecuación 4-6, se puede escribir:

$$T_{jp} = T_{amb} + \{\Delta T_{h1} - \Delta T_{c1}\} + \{\Delta T_{h2} - \Delta T_{c2}\} + \dots + \{\Delta T_h(n-1) - \Delta T_c(n-1)\} + \Delta T_{hn}. \quad (4\text{-}10)$$

De donde, la temperatura de la unión inmediatamente después de haber sido atravesada por n impulsos, puede expresarse:

$$T_{jp} = T_{amb} + \sum_{a=1}^{a=n} P_a Z_{th}\{(n-a)\tau + w\} - \sum_{a=1}^{a=n-1} P_a Z_{th}\{(n-a)\tau\}. \quad (4\text{-}11)$$

4.5. APROXIMACIÓN DE DOS IMPULSOS

La fig. 4-9 muestra un método aproximado para determinar la temperatura final de pico de la unión, con el diodo sometido a una carga estable y pulsante. En primer lugar, supongamos que a la carga media le siguen inmediatamente *dos* impulsos cuadrados de los que se consideran. La temperatura de la unión al final del segundo impulso, es:

$$T_{jp} = T_{amb} + \Delta T_{h\,av} - \Delta T_{c\,av} + \Delta T_{h1} - \Delta T_{c1} + \Delta T_{h2}.$$

Expresando esta fórmula en términos de impedancia térmica, se obtiene:

$$T_{jp2} = T_{amb} + P\{\delta R_{th} - \delta Z_{th}(\tau + w) + Z_{th}(\tau + w) - Z_{th}(\tau) + Z_{th}(w)\}. \quad (4\text{-}12)$$

Si ahora suponemos que son *tres* los impulsos que siguen a la carga media, la máxima temperatura de pico de la unión resulta:

$$T_{jp3} = T_{amb} + P\{\delta R_{th} - \delta Z_{th}(2\tau + w) + Z_{th}(2\tau + w) - Z_{th}(2\tau) + Z_{th}(\tau + w) - Z_{th}(\tau) + Z_{th}(w)\}. \quad (4\text{-}13)$$

Como es obvio, la expresión general para n impulsos es:

$$T_{jp} = T_{amb} + P[\delta R_{th} - \delta Z_{th}\{(n-1)\tau + w\} + \sum_{0}^{n-1} Z_{th}\{(n)\tau + w\} - \sum_{0}^{n-1} Z_{th}(n\tau)]. \quad (4\text{-}14)$$

Si se comparan estas expresiones con la ecuación 4-1, se observará que los términos entre corchetes representan la impedancia térmica transitoria *compuesta* para carga pulsante repetitiva, con relación cíclica nula, una duración de impulso w y un tiempo de repetición τ.

La precisión en la aproximación de la temperatura final de la unión mejora al aumentar el número de impulsos considerados en el cálculo; pero en la práctica es suficiente la aproximación de dos impulsos, como lo demuestra el siguiente ejemplo.

Ejemplo

Se somete el diodo BYX33, montado en un radiador tipo 56283, a una carga pulsante de 400 W, con impulsos de 10 s de duración y 50 s de tiempo de repetición, para $T_{amb} = 35$ °C. Determinar la temperatura media de la unión, así como la temperatura de pico de la unión por los métodos de dos y de tres impulsos.

De la ecuación 4-2:

$$T_{j\,av} = T_{amb} + \delta PR_{th} = 35 + 0{,}2 \times 400 \times 0{,}72 = 92{,}6\ °\text{C}.$$

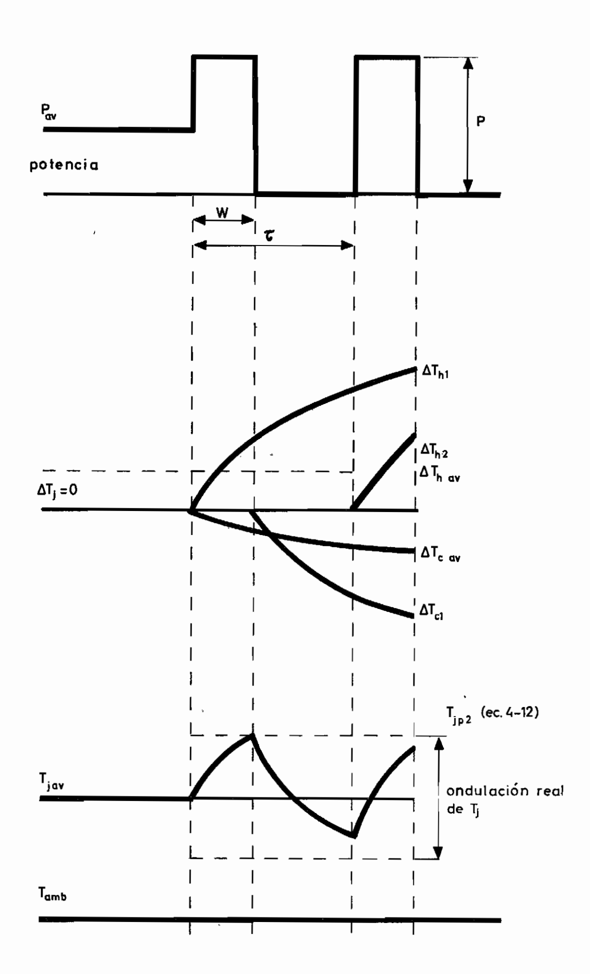
Para el método de los dos impulsos, según la ecuación 4-12 y la fig. 4-2:

$$T_{jp2} = T_{amb} + P\{0{,}2R_{th} - 0{,}2Z_{th}(60\text{s}) + Z_{th}(60\text{s}) - Z_{th}(50\text{s}) + Z_{th}(10\text{s})\} = 35 + 400\{0{,}2 \times 0{,}72 + 0{,}8 \times 0{,}29 - 0{,}285 + 0{,}225\} = 161\ °\text{C}.$$

Para el método de los tres impulsos, según la ecuación 4-13 y la fig. 4-2:

$$T_{jp3} = 35 + 400(0{,}2 \times 0{,}72 + 0{,}8 \times 0{,}33 - 0{,}32 + 0{,}29 - 0{,}285 + 0{,}225) = 162\ °\text{C}.$$

Estas respuestas indican que el método de los dos impulsos es suficientemente exacto. Para el sistema con carga pulsante la impedancia térmica transitoria *compuesta* es 0,32 °C/W.



$$\Delta T_{h1} = P \times Z_{th}\ (\tau + w)$$
$$\Delta T_{h2} = P \times Z_{th}\ (w)$$
$$\Delta T_{av} = \Delta T_{hav} - \Delta T_{cav} = \delta PR_{th} - \delta PZ_{th}\ (\tau + w)$$
$$\Delta T_{c1} = PZ_{th}\ (\tau)$$
$$\Delta T_{j\,av} = T_{amb} + \delta PR_{th} - \delta PZ_{th}\ (\tau + w)$$

Fig. 4-9. Método de aproximación de dos impulsos para determinar la temperatura de pico de la unión, en régimen permanente

4.6. SOBRECARGA QUE SIGUE EL TRABAJO CONTINUO

4.6.1. Sobrecarga de c.c. pura

En la fig. 4-10 se muestra la situación creada por una sobrecarga de c.c. pura P_{ov} de duración t; se deduce:

$$T_j(t) = T_{amb} + P_c R_{th} + (P_{ov} - P_c) Z_{th}(t). \quad (4\text{-}15)$$

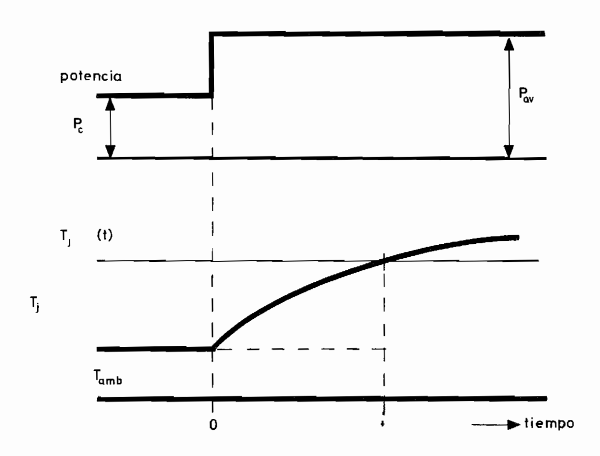


Fig. 4-10. Efecto de una sobrecarga permanente de c.c. sobre T_j

Ejemplo

Un diodo BYX33 funciona con una potencia continuada de 60 W, se somete a una sobrecarga de c.c. de 300 W de 5 s de duración, con T_{amb} = 50 °C. Determinar la temperatura máxima de la unión.
De la fig. 4-2 y la ecuación 4-15 se deduce:

$$T_j(5s) = T_{amb} + P_c R_{th} + (P_{ov} - P_c) Z_{th}(5s)$$
$$= 50 + (60 \times 0{,}72) + (240 \times 0{,}20) = 141\ °C,$$

lo cual queda dentro de los límites permitidos para el diodo (190 °C).

4.6.2. Sobrecarga pulsante de onda cuadrada

En la fig. 4.11 se muestra la situación creada por una sobrecarga formada por una serie de impulsos de onda cuadrada de duración total t_{ov}. La temperatura de pico de la unión que resulta de ello, según el método de los dos impusos, es:

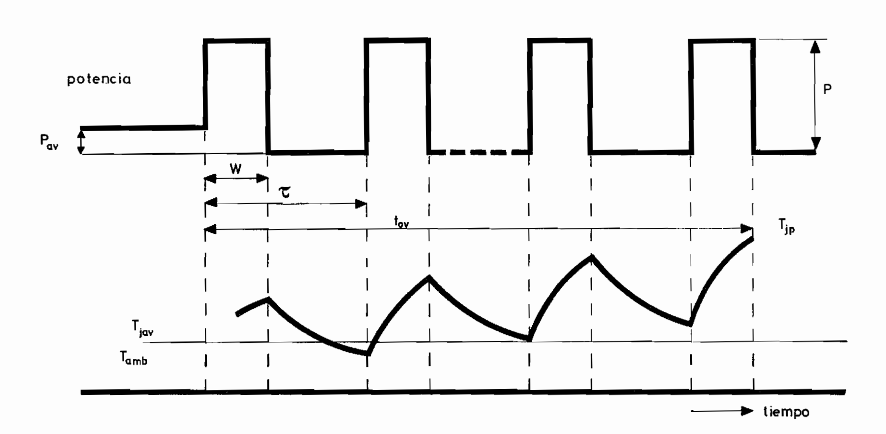


Fig. 4-11. Efecto de una sobrecarga pulsante de onda cuadrada sobre T_j

$$T_{jp} = T_{amb} + P_{av} R_{th} - P_{av} Z_{th}(t_{ov}) + \delta P Z_{th}(t_{ov}) - $$
$$-\delta P Z_{th}(\tau + w) + P\{Z_{th}(\tau + w) - Z_{th}(\tau) + Z_{th}(w)\}. \quad (4\text{-}16)$$

Ejemplo

El diodo BYX33, disipando un promedio de 50 W, con T_{amb} = 85 °C, se somete a una serie de tres impulsos, formados por semiciclos de sinusoide de 2.500 W, con una duración de 10 ms y un tiempo de repetición de 20 ms;

la relación cíclica es 0,3 (valor aproximado para las corrientes senoidales). Calcular la temperatura de pico de la unión al final de esta sobrecarga.

El tiempo de sobrecarga es:

$$t_{ov} = 2\tau + w = 50 \text{ ms},$$

y la duración del impulso:

$$w = \delta t = 0{,}3 \times 20 = 6 \text{ ms}.$$

Sustituyendo los valores de la fig. 4-2 en la ecuación 4-16, se obtiene:

$$T_{jp} = 35 + 50 \times 0{,}72 - 50 \times 0{,}058 + 2500(0{,}3 \times 0{,}058 - 0{,}3 \times 0{,}049 + 0{,}049 - 0{,}046 + 0{,}032) = 162 \text{ °C}.$$

4.7. IMPULSOS DE FORMA IRREGULAR

Una forma conveniente de tratar los impulsos de forma irregular es considerarlos como una serie de impulsos cuadrados yuxtapuestos y de duraciones idénticas (fig. 4-12). Al final del último impulso, la

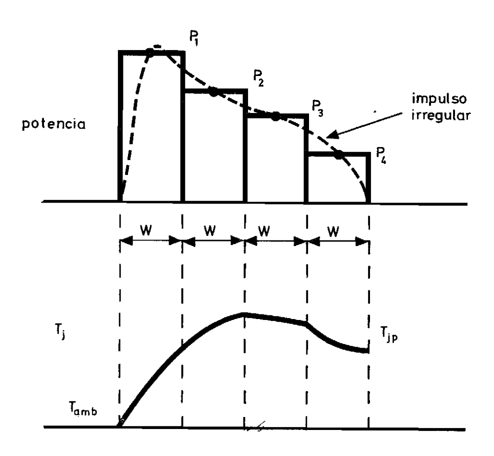


Fig. 4-12. Descomposición de un impulso irregular en rectángulos de anchura idéntica, para determinar T_j de modo aproximado

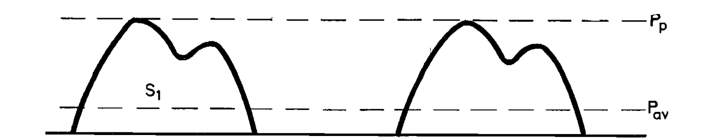
temperatura de la unión, T_{jp}, no es necesariamente la mayor de las temperaturas que se presentan durante el tren de impulsos equivalentes. Desglosando cada impulso en las respectivas funciones en escalón positivas y negativas, como se hizo anteriormente, se llega a la siguiente expresión para la temperatura de la unión al final del tren de impulsos equivalentes:

$$T_{jp} = T_{amb} + P_1[Z_{th}(4w) - Z_{th}(3w)] + P_2[Z_{th}(3w) - Z_{th}(2w)] + P_3[Z_{th}(2w) - Z_{th}(w)] + P_4 Z_{th}(w). \quad (4\text{-}17)$$

Esta fórmula puede generalizarse fácilmente para un tren de n impulsos, P_1, P_2, ..., P_n, de idéntica duración w.

Un tren de impulsos de forma irregular puede tratarse del mismo modo, como lo muestra la figura 4-13; estas formas de onda pueden aparecer en el caso de carga reactiva. El impulso irregular se transforma en un impulso de la misma altura y contenido de energía. Puesto que S_1, S_2, S_3 son figuras que tienen la misma área (S_3 representa la carga media), se tiene $P_{av}\ \tau = P_p\ w$. Puesto que $w = \delta\ \tau$, se deduce:

$$\delta = P_{av}/P_p. \quad (4\text{-}18)$$



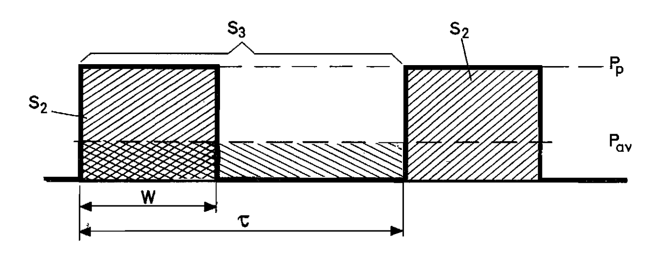


Fig. 4-13. Representación de un tren uniforme de impulsos irregulares mediante un tren de impulsos cuadrados de idéntica altura y energía (área). Las áreas de S_1, S_2 y S_3 son iguales

Este método es desventajoso, porque un impulso rectangular presenta una duración menor que cualquier otro impulso con la misma potencia y amplitud medias. En otras palabras, el impulso rectangular concentra su efecto calefactor en un corto espacio de tiempo, durante el cual es poco probable que la unión se enfríe; así, un aumento de temperatura

calculado por este procedimiento será con seguridad mayor que el verdadero aumento de temperatura de la unión.

Ejemplo

Calcular las temperaturas media y de pico de la unión para un diodo de potencia BYX33, montado en un radiador 56283 y funcionando como rectificador de media onda, con carga media de 100 A, y $T_{amb} = 40$ °C. La frecuencia de red es de 50 Hz. Las características de caída de tensión directa y de disipación de potencia del diodo BYX33 se muestran en las figs. 4-14 y 4-15, respectivamente.

La temperatura media de la unión se calcula del modo siguiente. De la fig. 4-15 (características monofásicas) se obtiene $P_{av} = 110$ W para $I_{FAV} = 100$ A. De la ecuación 4-2 se deduce:

$$T_{Jss} = T_{amb} + P_{av}R_{th} = 40 + 110 \times 0{,}72 = 119 \text{ °C}.$$

Puesto que:

$$I_{FWM} = \pi I_{FAV} = 3.14 \times 100 = 314 \text{ A},$$

se obtiene de la fig. 4-14 (típ.), $V_{FM} = 0{,}95$ V para $T_j = 120$ °C, lo que nos da una potencia de pico:

$$P_p = I_{FWM} V_{FM} = 298 \text{ W}.$$

Entonces. de la ecuación 4-18 se deduce:

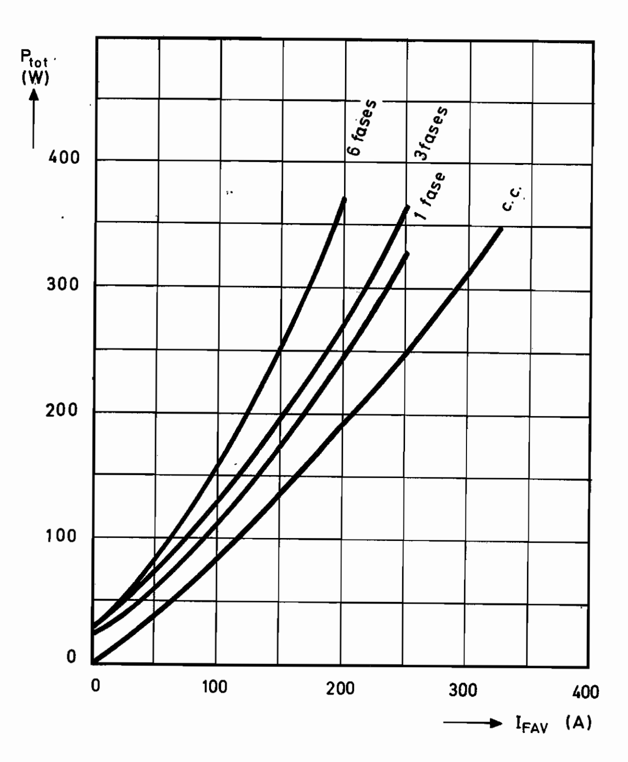


Fig. 4-15. Característica de carga del diodo BYX33

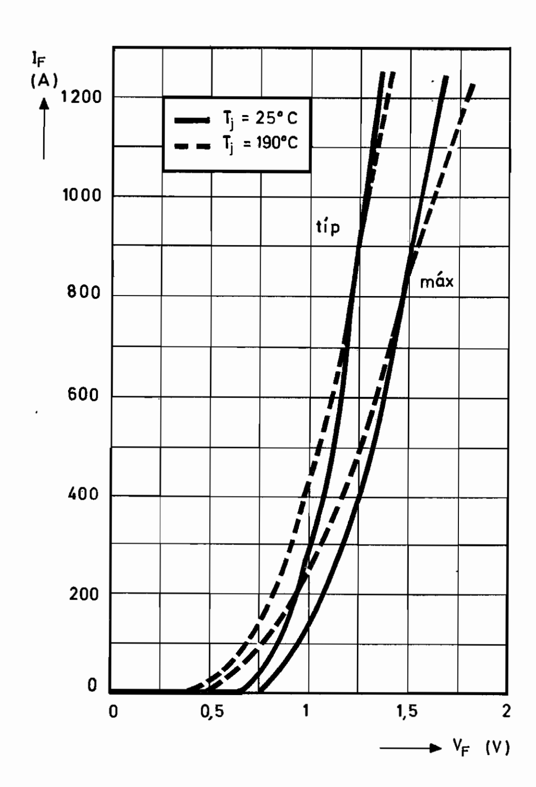


Fig. 4-14. Característica directa del diodo BYX33

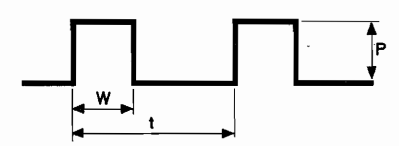


Fig. 4-16. $P = 361$ W; $w = 6$ ms; $\tau = 20$ ms

$$\delta = P_{av}/P_p = 110/298 = 0.37,$$

y

$$w = \delta t = 0.37 \times 20 = 7.4 \text{ ms}.$$

Por consiguiente, puede sustituirse con seguridad la potencia real por un impulso cuadrado equivalente, con una amplitud de 298 W, una duración de 7,4 ms y un tiempo de repetición de 20 ms, como muestra la fig. 4-16. Según la ecuación 4-12, con esto se obtiene $T_{Jp} = 125$ °C.

Por tanto, el valor de pico de la temperatura de la unión que se ha calculado es superior en 6 °C al valor medio de la misma. Sin embargo, la diferencia real sería menor, ya que la aproximación realizada mediante un impulso cuadrado sobrevalora la temperatura de la unión. No obstante, el cálculo anterior demuestra que con un funcionamiento a 50 Hz existe cierta ondulación de la temperatura de la unión, debido a la capacidad térmica extremadamente baja que presenta la unión.

LIBROS



EL OSCILOGRAFO DE RAYOS CATODICOS, por Harley Carter. 3.ª edición corregida y aumentada. Un volumen de 144 páginas (15,5 × 21,5 cm), con 98 figuras. Biblioteca Técnica Philips. Paraninfo. Madrid, 1969.

Esta nueva edición constituye una «puesta al día» del conocido manual de Carter, incorporando los nuevos desarrollos gracias a los que se han obtenido altos niveles de rendimiento y aplicabilidad, así como una mayor adaptación y precisión: mejora de los métodos de aceleración y posdesviación, tubo de doble cañón, aplicación de transistores y de placas de circuito impreso, etc. En esta nueva edición se ha dado gran importancia a asuntos prácticos relativos al osciloscopio, como son, por ejemplo, los distintos captadores disponibles y los equipos de registro fotográfico.

El libro trata de la estructura y de los principios de funcionamiento del tubo de rayos catódicos, y su aplicación práctica. Dedica sendos capítulos a las bases de tiempo, a los amplificadores para desviación vertical y horizontal y a la fuente de alimentación para oscilógrafos.

En otro capítulo se describen las aplicaciones prácticas para la medida y comprobación de señales y componentes. Se incluye información técnica sobre distintos tubos disponibles y finalmente, se analizan las características de varios oscilógrafos modernos de uso general.



TECNICAS ULTRASONICAS, por P. Hémardinquer. Un volumen de 304 páginas (20,5 × 14 cm), con 134 figuras y 13 cuadros. Editorial Hispano Europea. Barcelona, 1969.

Las aplicaciones de los ultrasonidos están invadiendo vertiginosamente los más recónditos dominios de las ciencias y de las técnicas modernas, brindando satisfactoria solución a multitud de problemas de toda índole.

La obra de Hérmardinquer constituye un interesantísimo tratado de esta materia que, sin desdeñar conceptos y aplicaciones ya conocidos de las técnicas ultrasónicas, contiene los últimos adelantos en este campo.

Enriquecida por gran profusión de datos, tablas, diagramas, ilustraciones de indudable carácter práctico, estudia con especial detenimiento los aparatos generadores y receptores de ultrasonidos, acompañando el texto de numerosos esquemas electrónicos. A continuación pasa a describir, con toda suerte de detalles, su aplicación al control de materiales, decapado, limpieza y lavado, estañado, soldadura, mecanizado, sondeo submarino y detección de obstáculos, así como a diversos procesos químicos y metalúrgicos.

Por la universalidad de su contenido, el libro va destinado a un extenso conjunto de especialidades profesionales, resultando de particular interés para los químicos, los ingenieros y peritos de todas las especialidades, técnicos en electrónica, jefes y técnicos de fabricación, técnicos en procesos y control de calidad y técnicos de laboratorio, quienes hallarán en él una herramienta de trabajo de inestimable valor.



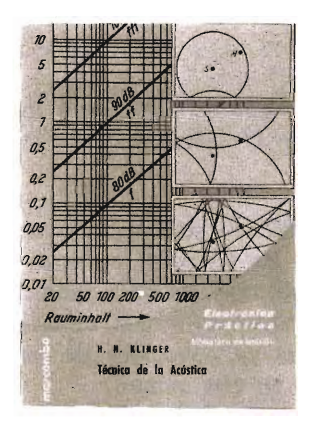
TRUCOS Y RECURSOS EN RADIOTECNIA, por Fritz Kühne. Un volumen de 68 páginas (12 × 17 cm), 56 figuras. Colección Electrónica Práctica, n.º 26. Marcombo, S. A. Barcelona, 1970.

Traducido de la 9.ª edición alemana, este libro viene a ser el fruto de muchas experiencias adquiridas en la práctica de la radiotecnia, tanto por el propio autor como por las aportadas por colaboradores de la revista alemana «Funkschau» a través de las páginas de esta revista.

Dice en el prólogo el autor que cada técnica da a su trabajo una fisonomía especial y que los propios descubrimientos pueden ser muy útiles para todo el mundo. No se trata, pues, de un libro en el que se describan y encuentren amplios conocimientos sobre radiotecnia, sino un manual donde se puede hallar una serie de trucos y recursos descubiertos en la práctica constante de los trabajos radiotécnicos.

Se divide en cinco capítulos, en cada uno de los cuales se describen realizaciones de gran interés práctico:

Técnica de montaje
Dispositivos auxiliares
Herramientas
Componentes individuales
Consideraciones sobre el taller.



TECNICA DE LA ACUSTICA, por H. H. Klinger. Un volumen de 119 páginas (12 × 17 cm), con 75 figuras. Colección Electrónica Práctica, número 22/23. Marcombo, S. A. Barcelona, 1969.

Gracias al gran desarrollo conseguido en estos últimos años, la acústica ha conseguido personalidad propia dentro del campo de la Física General, a la vez que se hace presente en otros campos, como, por ejemplo, en arquitectura, en química, en biología, en navegación, en las técnicas de telecomunicaciones, en metalurgia, etc.

Este libro del profesor Klinger constituye un buen sumario de conocimientos fundamentales acerca de los problemas que la acústica se plantea en la actualidad. Consta de cinco capítulos, cuyos títulos son los siguientes:

Fundamentos de la teoría de las oscilaciones
Conceptos fundamentales de la acústica (sonidos, ondas acústicas, oído humano)
Electroacústica (micrófonos, altavoces, grabación y reproducción del sonido)
Acústica de la construcción y de locales (propagación de sonidos en locales cerrados, absorción y transmisión de sonidos a través de los tabiques, forma y distribución acústica del local, propagación acústica en los materiales de construcción)
Ruidos
Ultrasonidos (generación, efectos y aplicaciones).

El apéndice de fórmulas y tablas presenta un resumen de las definiciones y fórmulas empleadas en acústica, así como la comparación y correspondencia entre las distintas unidades de medida empleadas.



PRACTICA DE TRANSISTORES, por L. Pericone. Un volumen de 394 páginas (20,5 × 14 cm), con 271 figuras. Editorial Hispano Europea. Barcelona, 1968.

El avance tecnológico, esencial signo de nuestra civilización, requiere una constante aportación de textos para difundir técnicas y conocimientos nuevos o en constante progreso. El manual «Práctica de Transistores», de L. Pericone, publicado por Editorial Hispano Europea, destaca ante todo por la sencillez y claridad de sus explicaciones y por el carácter eminentemente práctico de su enfoque.

Ofrece un cuantioso acervo de interesantes esquemas para cada uno de los cuales, y basándose en su dilatada experiencia, el autor expone, con todo detalle, los principios de funcionamiento, la misión de los diversos componentes, la forma de realizar el montaje y el método de puesta a punto, sin faltar, en cada caso, consejos y consideraciones prácticas de inestimable valor.

Entre los diversos aparatos tratados, cabe destacar los emisores y receptores radiofónicos, amplificadores, instrumentos de medición, detectores de metales, dispositivos fotoeléctricos, sistemas de mando a distancia, juguetes electrónicos, etc., etc., cuyo estudio y realización constituye, a la par que una apasionante experiencia, un elemento eficacísimo de formación profesional.

Al alcance de toda persona dotada de conocimientos elementales de electricidad y electrónica, la obra está destinada a los aficionados, estudiantes, prácticos de taller y técnicos de los amplios dominios de la electrónica y radiotecnia, quienes encontrarán en ella abundantes elementos de formación y de superación.



MONTAJES PRACTICOS DE ELECTRONICA, por L. Pericone. Un volumen de 284 páginas (20,5 × 14 cm), con 210 figuras. Editorial Hispano Europea. Barcelona, 1969.

Esta nueva obra del conocido autor francés L. Pericone viene a completar maravillosamente la publicada con el título «Práctica de Transistores».

Tras familiarizar al lector en los conceptos básicos y en los fundamentos tecnológicos de actuación, le conduce gradualmente a la realización de aparatos cada vez más complejos, partiendo siempre del esquema teórico y de la representación de su ejecución material e ilustrando la forma de proceder con razonadas explicaciones, acompañadas de continuas observaciones y consejos de inestimable valor práctico.

Por otra parte, y con objeto de que los montajes expuestos en el libro puedan efectuarse con la máxima comodidad y rapidez y con el mínimo dispendio económico, el autor ha previsto el uso de regletas de conexión, sistema que brinda al ejecutante la ventaja de poder materializar numerosísimos esquemas sin deterioro ni despilfarro de componente alguno y a un coste verdaderamente módico, abriéndole además la posibilidad de montar y desmontar un mismo aparato tantas veces como lo desee, sin ningún perjuicio.

Apuntando de lleno al ámbito de la electrónica y de la radiofonía en sus facetas más diversas, la obra está destinada especialmente a los profesionales de tipo práctico, constructores, montadores y reparadores de aparatos, a los estudiantes, a los aficionados y a toda persona deseosa de adquirir en poco tiempo una elevada formación en la práctica de las realizaciones electrónicas.



TRANSFORMADORES DE POTENCIA, DE MEDIDA Y DE PROTECCION, por E. Ros. Un volumen de 272 páginas (16 × 22 cm). Textos monográficos de Electrotecnia. Marcombo, S. A. Barcelona, 1969.

Esta obra constituye un completo y detallado estudio de los transformadores, dedicado en especial a estudiantes de electrotecnia y, en general, a todos los técnicos que se interesen por un tratado actualizado de tan útiles componentes. Para dar idea del contenido del libro, copiamos a continuación los títulos de los capítulos:

1. Generalidades
2. Teoría del transformador monofásico de potencia
3. Transformación de sistemas trifásicos
4. Regulación de tensiones
5. Transformadores de medida y de potencia.

Apéndices:

- Sobrecargas permisibles
- Aspectos térmicos de los transformadores
- Pérdidas en los transformadores
- Los desfases y la puesta en paralelo de transformadores
- Análisis del desequilibrio fase-fase en los transformadores con conexión Dy
- Esquemas equivalentes de los transformadores con tres arrollamientos
- Impedancias directa, inversa y homopolar en los transformadores
- Designaciones de transformadores según los medios y métodos de refrigeración, de acuerdo con la recomendación CEI 76
- Determinación experimental de polaridades
- Tolerancia en los valores nominales y en los de garantía de los transformadores
- Clases de precisión en transformadores de medida
- El aceite en los transformadores.

Hay que agradecer al Dr. Ros y a la editorial Marcombo la publicación y cuidada presentación de esta notable obra, de gran valor para estudiantes y profesionales.



ELECTRONICA APLICADA A LA INDUSTRIA, por R. Kretzmann. Un volumen de 372 páginas (16 × 22 cm), 5.ª edición. Biblioteca Técnica Philips. Paraninfo. Madrid, 1969.

Poco puede decirse de esta obra que no sepan ya nuestros lectores. Hemos de agradecer esta nueva edición de un verdadero «clásico» en el campo de la electrónica industrial. Por la amplitud de los temas tratados y la maestría con que han sido expuestos, constituye una obra indispensable para el estudio teórico y práctico de las aplicaciones de la electrónica en la industria. Se analizan con detalle realizaciones prácticas que sirven como punto de partida para el proyecto de los dispositivos que deben ser utilizados para lograr un aumento del rendimiento industrial y una mayor rapidez en múltiples procesos de producción.

Es una obra adecuada para técnicos que desean familiarizarse con la aplicación de dispositivos electrónicos en el campo de la industria.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A

REVISTA MINIWATT - Copresa

BALMES, 22 - ***BARCELONA - 7***


REVISTA "Miniwatt"
18 Pts.
Vol. 9 - Num. 4

REVISTA *Miniwatt*

Revista técnica bimestral dedicada a la Radio, Televisión, Telecomunicaciones, Amplificación, Industria y demás aplicaciones de la Electrónica

DIRECCIÓN: LUIS ROIZ NORIEGA
Doctor Ingeniero de Telecomunicación

REDACCIÓN: JUAN GARRIGA PUJOL
Licenciado en Ciencias

EDITADA POR:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA" S. A.

Balmes, 22 - BARCELONA - 7

Precio del ejemplar: 18 pesetas
Suscripción anual: 100 pesetas

JULIO 1970
Vol. 9, Núm. 4

- Diodos rectificadores de silicio
  5. Consideraciones sobre enfriamiento . 123
- Sistemas de altavoces para alta fidelidad. . 137
- Cebador electrónico 155
- Libros. 159
- Portada: Diferentes modelos de altavoces.

* Se autoriza la reproducción total o parcial de los artículos, previa notificación a la redacción de esta Revista y siempre que se mencione íntegramente la procedencia.

* La publicación de cualquier información no presupone renuncia a ningún privilegio otorgado por patente.

Depósito legal: B. 18.387-1961

GRAFESA - Nápoles, 249 — Barcelona

DIODOS RECTIFICADORES DE SILICIO

5. Consideraciones sobre enfriamiento

Para funcionamiento correcto, los diodos rectificadores de silicio deben montarse sobre radiadores de calor adecuados. Se estudia en esta parte el mecanismo de transferencia de calor, los diferentes tipos de radiadores de calor utilizados y su aplicación a ejemplos prácticos.

5.1. INTRODUCCION

Los dispositivos de potencia se montan sobre radiadores para disipar de esta manera el calor generado interiormente. El empleo del radiador adecuado permite que el dispositivo pueda funcionar con cargas notables sin rebasar la temperatura máxima de la unión. Para la refrigeración en el caso de potencias elevadas puede ser necesaria una ventilación forzada.

El radiador posee una constante de tiempo térmica relativamente larga, de modo que para limitar la temperatura de la unión sólo resulta eficaz con sobrecargas muy prolongadas (varios minutos de duración). Para ciclos de carga breves (desde un segundo hasta fracciones de un ciclo) el aumento de temperatura del radiador es insignificante. En estas condiciones la temperatura de pico de la unión será determinada por la constante de tiempo térmica del propio dispositivo (unos segundos), o incluso por la capacidad térmica de la zona de la unión únicamente (constante de tiempo térmica de pocos milisegundos), según el tiempo que dure la aplicación de la carga.

Para un diseño eficaz del radiador es preciso conocer los siguientes datos: temperatura máxima permitida en la unión, resistencia térmica del dispositivo, resistencia térmica entre el dispositivo y el radiador (obtenida de las hojas de características), disipación de potencia y temperatura ambiente (impuesta por la aplicación).

La transferencia de calor directamente de la cápsula al ambiente es un factor importante en el diseño de radiadores, pues reduce la circulación de calor a través del radiador. Los gráficos que se presentan en este capítulo tienen en cuenta este efecto, de modo que con ellos se asegura un diseño óptimo de los radiadores.

5.2. TEORIA DE LA TRANSFERENCIA DE CALOR

En condiciones de equilibrio térmico, toda la energía suministrada por segundo es igual a la energía total evacuada por segundo. Por tanto, la ecuación de la transmisión de calor es:

$$P = \eta_h h_t a_t \Delta T \qquad (5\text{-}1)$$

en donde: P = disipación de potencia del dispositivo,
η_h = rendimiento del radiador de calor,
h_t = coeficiente total de la transferencia de calor,
a_t = superficie total de disipación de calor,
ΔT = diferencia de temperatura.

5.2.1. Coeficiente total de transferencia de calor

La transferencia de calor puede efectuarse por convección libre (natural) o forzada y por radiación. Por tanto, deben distinguirse los siguientes coeficientes de transferencia de calor:

h_c, coeficiente de transferencia para convección natural;
h_f, coeficiente de transferencia para convección forzada;
h_r, coeficiente de transferencia para radiación.

El coeficiente total de transferencia de calor, h_t, es igual a $h_c + h_r$, para convección natural, y a $h_f + h_r$, para convección forzada.

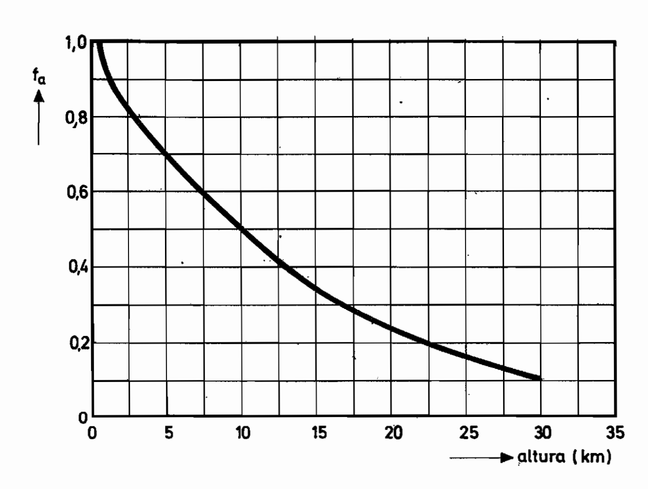


Fig. 5-1. Factor de corrección de altura, f_a, en función de la altura

5.2.2. Transferencia de calor por convección natural

El término convección natural es válido cuando el movimiento del aire es debido exclusivamente a diferencias locales de temperatura en las proximidades del radiador. El coeficiente de transferencia de calor, expresado en W/m²·°C, puede hallarse mediante la siguiente expresión:

$$h_c = 1{,}4(\Delta T_{h-a}/l_c)^{\frac{1}{4}} f_p f_a = A f_p f_a, \qquad (5\text{-}2)$$

en donde: ΔT_{h-a} = diferencia de temperatura entre el radiador y el ambiente (°C),
l_c = longitud eficaz (m) del radiador (ver tabla 5-1),
f_p = factor de posición (ver tabla 5-2),
f_a = factor de altura (ver fig. 5-1).

El factor $A = 1{,}4(\Delta T_{h-a}/l_c)^{\frac{1}{4}}$ puede determinarse gráficamente mediante la fig. 5-2.

Tabla 5-1. Longitud eficaz de un radiador (convección natural)

forma	posición	longitud eficaz, l_c
rectangular	vertical	altura (máx. 0,6 m)
	horizontal	$\frac{\text{longitud} \times \text{anchura}}{\text{longitud} + \text{anchura}}$
circular	vertical	diámetro × $\pi/4$
	horizontal	radio

Tabla 5-2. Factor de posición (convección natural)

posición	lado	factor de posición, f_p
horizontal	superior	1,29
	inferior	0,63
	efecto combinado	0,96
vertical	uno de los dos	1
	efecto combinado	1

5.2.3. Transferencia de calor por convección forzada

En el caso de convección forzada, la circulación del aire se produce mediante ventiladores o extrac-

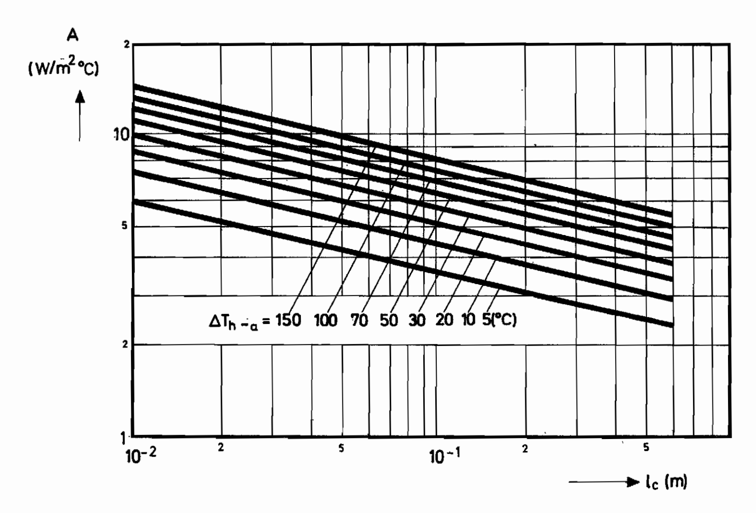


Fig. 5-2. Factor A en función de la longitud eficaz del radiador, l_c.

tores. El coeficiente de transferencia, h_f, expresado en W/m²·°C puede obtenerse con la ecuación:

$$h_f = \{0{,}055\gamma_a/(\mu^3/\varrho^3)^{\frac{1}{4}}\} \cdot (v^3/l_f)^{\frac{1}{4}} \cdot f_a, \qquad \text{(5-3a)}$$

en donde, poniendo

$$0{,}055\gamma_a/(\mu^3/\varrho^3)^{\frac{1}{4}} = \mathrm{B} \qquad \text{y} \qquad (v^3/l_f)^{\frac{1}{4}} = C,$$

se puede escribir:

$$h_f = BCf_a. \qquad \text{(5-3b)}$$

En estas expresiones:

γ_a = conductividad térmica del aire, en W/m³·°C,
μ = viscosidad cinemática del aire, en kg/ms,
ϱ = densidad específica del aire en kg/m³,
v = velocidad del aire en las proximidades del radiador, en m/s,
l_f = longitud eficaz del radiador, para convección forzada, en m.

El valor de l_f depende sólo de la forma del radiador. Si es rectangular, l_f es la longitud en la dirección de circulación del aire. Para un radiador circular, l_f vale $\pi/4$ veces el diámetro. Los factores B y C se han representado en las figs. 5-3 y 5-4, respectivamente.

La resistencia térmica del radiador puede reducirse pintando su superficie de color mate. Sin embargo, para velocidades del aire superiores a 3 m/s predomina la evacuación de calor por convección for-

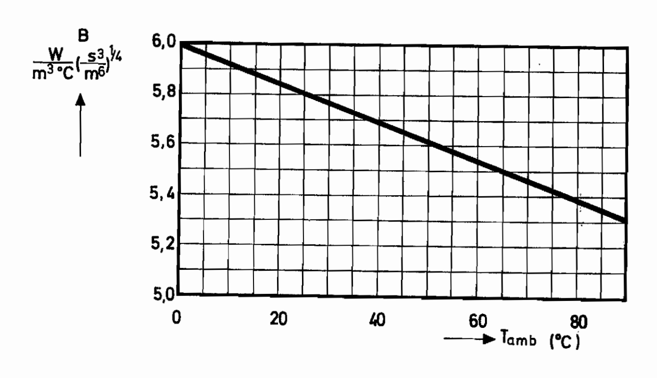


Fig. 5-3. Factor B en función de la temperatura ambiente, T_{amb}

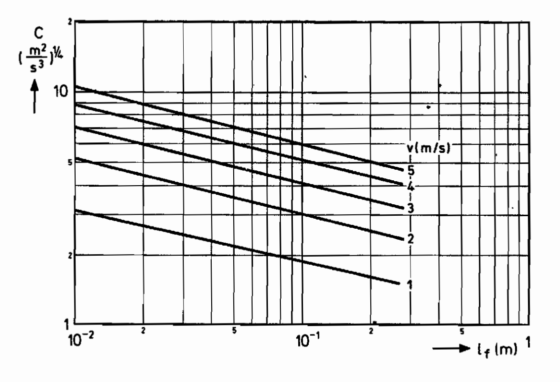


Fig. 5-4. Factor C en función de la longitud eficaz del radiador, l_f

zada y, por tanto, la pintura de la superficie carece de importancia.

5.2.4. Transferencia de calor por radiación

Además de transferirse por conducción y por convección, el calor puede ser radiado. El coeficiente de transmisión correspondiente, h_r, expresado en W/m².°C, puede determinarse mediante la expresión siguiente:

$$h_r = \frac{\sigma(T_h^4 - T_{amb}^4)}{\Delta T_{h-a}} \cdot \varepsilon f_r = D \cdot \varepsilon f, \qquad (5\text{-}4)$$

en donde: σ = constante de Stefan-Boltzmann ($7{,}51 \cdot 10^{-8}$ W/m².°K⁴),

T_h = temperatura absoluta del radiador (°K),

T_{amb} = temperatura absoluta del ambiente (°K),

ε = coeficiente de emisividad (ver tabla 5-3),

f_r = factor de forma de radiación (ver figura 5-5).

El factor D puede deducirse de la fig. 5-6.

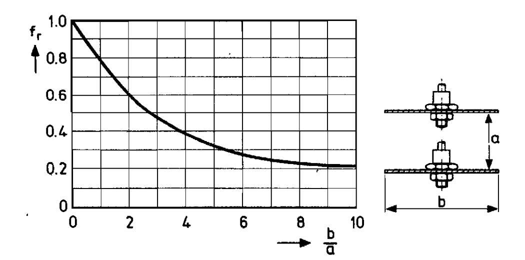


Fig. 5-5. Factor de forma de radiación, f_r, en función de la relación b/a de las caras contiguas de los radiadores. Las otras caras irradian al aire libre ($fr = 1$)

Tabla 5-3. Coeficiente de emisividad *

superficie	coeficiente de emisividad, ε
aluminio pulido	0,05
aluminio oxidado	0,20
cobre pulido	0,03
cobre oxidado	0,60
latón pulido	0,10
latón oxidado	0,60
pintura de aluminio	0,25 a 0,70
pintura al aceite (cualquier color)	0,92 a 0,96
laca (cualquier color)	0,80 a 0,95
barniz	0,90

El coeficiente de emisividad es igual a la unidad para una superficie negra ideal. Todas las superficies pintadas presentan aproximadamente la misma emisividad, cualquiera que sea el color (incluso el blanco). La pintura brillante presenta una emisividad ligeramente inferior a la de una superficie tratada con pintura mate. La emisividad es ínfima para las superficies pulidas, pero aumenta al oxidarse dicha superficie. En los casos en que el radiador se trata con una capa protectora, la emisividad depende de esa capa y no del metal.

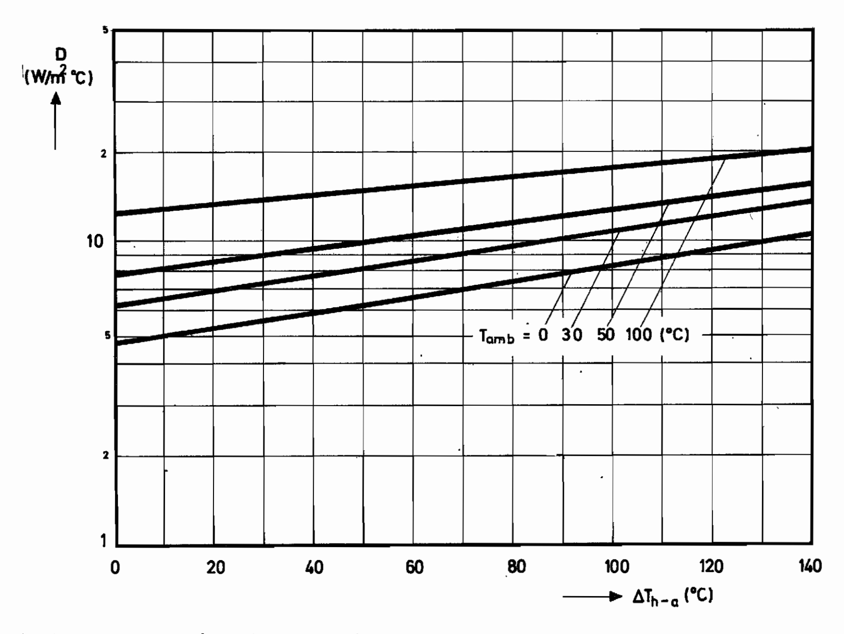


Fig. 5-6. Factor D en función de la diferencia de temperatura entre radiador y ambiente, ΔT_{h-a}

5.2.5. Rendimiento del radiador

Los cálculos de transferencia de calor basados en la suposición de que toda la superficie del radiador está a la misma temperatura que el punto más caliente, son optimistas y deben ser corregidos teniendo en cuenta la menor evacuación de calor en los extremos del radiador, que permanecen más fríos que el resto del mismo. Puesto que el material del radiador posee una conductividad térmica finita, la temperatura de la superficie del radiador disminuirá al aumentar la distancia del punto considerado al foco generador de calor (es decir, el dispositivo de potencia), debido a los efectos de enfriamiento superficial. Por consiguiente, un radiador práctico presentará un rendimiento η_h, definido como la relación entre el calor que transfiere y el que transferiría si toda la superficie estuviera a la temperatura del punto más caliente.

Un radiador circular hipotético, sin diferencias de temperatura en su superficie, presentaría por definición un rendimiento del 100 %. El radio (en metros) de tal dispositivo hipotético es:

$$r_h = (\gamma_s t / 2h_t)^{\frac{1}{2}}, \tag{5-5}$$

en donde: γ_s = conductividad térmica del radiador (W/m³.°C),
t = espesor del radiador (m),
h_t = coeficiente total de transferencia de calor (W/m².°C).

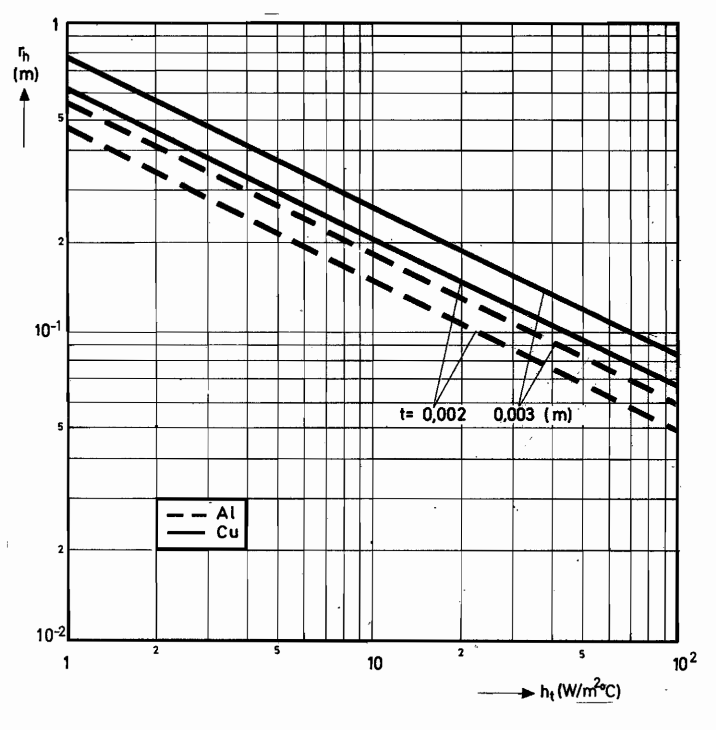


Fig. 5-7. Radio de un radiador hipotético, r_h, en función del coeficiente total de transferencia de calor, h_t

La fig. 5-7 representa r_h en función de h_t, para radiadores de cobre y de aluminio de 2 y 3 mm de espesor. En la tabla 5-4 se da la conductividad térmica, γ, de varios materiales.

Tabla 5-4. Conductividad térmica γ de varios metales

material γ, (W/m³. °C)	cobre 380	aluminio 210	latón 110	hierro 44

Para determinar el rendimiento de un radiador real, en la fig. 5-8 se han representado las dimensiones r_i y r_s, de las cuales se deduce el radio de entrada de calor:

$$r_i = (d_1 + d_2)/4. \quad (5\text{-}6)$$

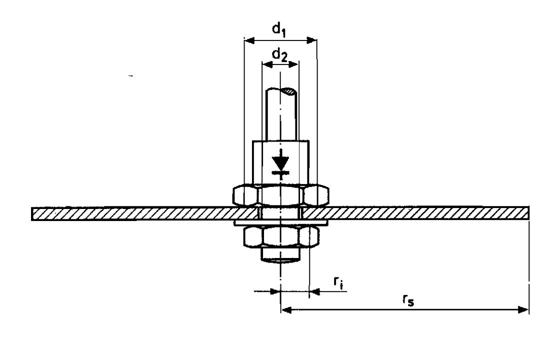


Fig. 5-8. Dimensiones de un radiador real

La superficie del radiador está definida por r_s, que en el caso de un radiador circular equivale al radio exterior del mismo. Para un radiador rectangular, de longitud l y de anchura w (en el supuesto de que $l/w \simeq 1$), se obtiene:

$$r_s = (lw/\pi)^{\frac{1}{2}}. \quad (5\text{-}7)$$

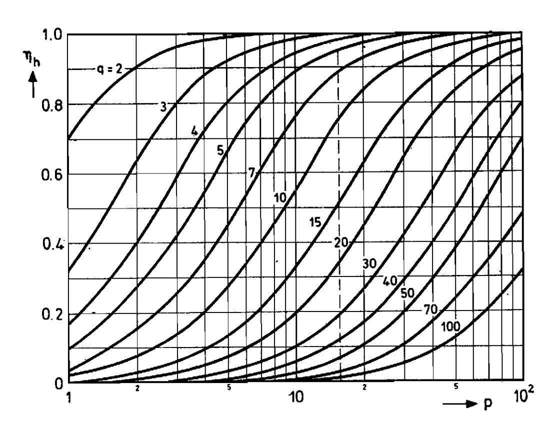


Fig. 5-9. Rendimiento de un radiador, *nh*, en función de las relaciones *p* y *q*

Conociendo las relaciones $p = r_h/r_i$ y $q = r_s/r_i$ puede determinarse η_h, rendimiento de un radiador real, con ayuda de la fig. 5-9. Un diseño óptimo debe presentar un valor del orden de 0,5. Un rendimiento notablemente menor que 0,5 indica que el material utilizado es demasiado delgado. Un rendimiento elevado (como 0,9) indicaría que el material es demasiado grueso y que, por tanto, el radiador resulta caro.

5.2.6. Resistencia térmica del radiador

La ecuación 5-1 puede escribirse también de la siguiente forma:

$$R_{th\ h-a} = \Delta T/P = 1/\eta_h h_t a_t, \quad (5\text{-}8)$$

en donde $R_{th\ h-a}$ es resistencia térmica entre el ambiente y el punto más caliente del radiador.

Para convección natural se obtiene:

$$R_{th\ h-a} = 1/\eta_h(h_c + h_r)a_t, \quad (5\text{-}9)$$

y para convección forzada:

$$R_{th\ h-a} = 1/\eta_h(h_f + h_r)a_t. \quad (5\text{-}10)$$

Puesto que existe cierta pérdida de calor directamente desde la cápsula y los cables de conexión al ambiente, sólo una parte del calor será evacuado por el radiador. Ello significa que $R_{th\ h-a}$ puede aumentarse un poco, es decir, que un radiador algo menor proporcionará un enfriamiento adecuado.

5.3. EFECTO DE LA EVACUACION DE CALOR DESDE LA CAPSULA DEL DISPOSITIVO

En el diseño de un radiador puede lograrse cierta economía si se tiene en cuenta el calor evacuado directamente por la cápsula y por los cables de conexión. Este camino más directo hacia el ambiente está en paralelo con el que representa el radiador y, por tanto, su efecto consiste en ayudar a liberar el cristal del calor generado. Según ello, en la figura 5-10 se ha transformado el diagrama simple de

circulación de calor *(a)* en una versión más exacta *(b)*, en la cual se ha dispuesto una resistencia térmica adicional *Rth d-a*, que representa el camino más directo del dispositivo al ambiente, en paralelo con la resistencia térmica $R_{th\ h-a}$ entre radiador y ambiente y la resistencia térmica $R_{th\ mb-h}$ entre base de montaje y radiador.

Los valores reales de $R_{th\ d-a}$ pueden obtenerse de la fig. 5-11, tanto para convección natural como para convección forzada. Un ejemplo numérico mostrará la ventaja obtenida al considerar la rama en paralelo correspondiente.

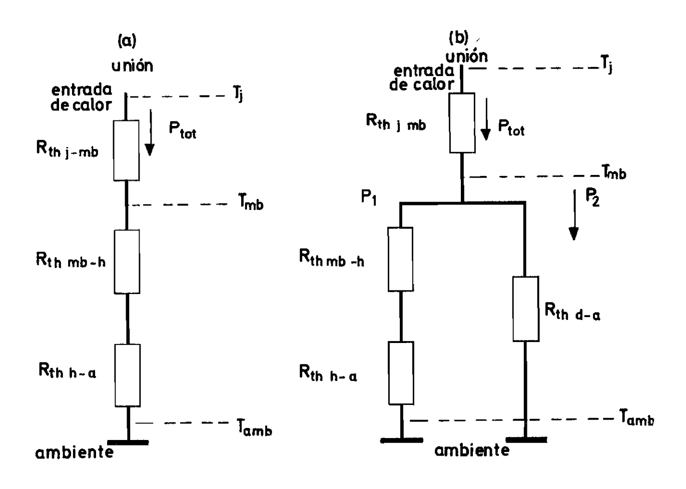


Fig. 5-10. Representación esquemática del circuito térmico:
a) sin considerar el calor evacuado directamente por la cápsula
b) considerando el calor evacuado directamente por la cápsula

Ejemplo

Se hace funcionar un diodo BYX25, con una disipación de potencia de 30 W, a una $T_{amb} = 50$ °C y con convección natural.

Las hojas de características muestran que $T_{j\ máx} = 175$ °C y $R_{th\ j-mb} \leq 1{,}3$ °C/W. Supongamos que $R_{th\ mb-h} = 0{,}5$ °C/W.

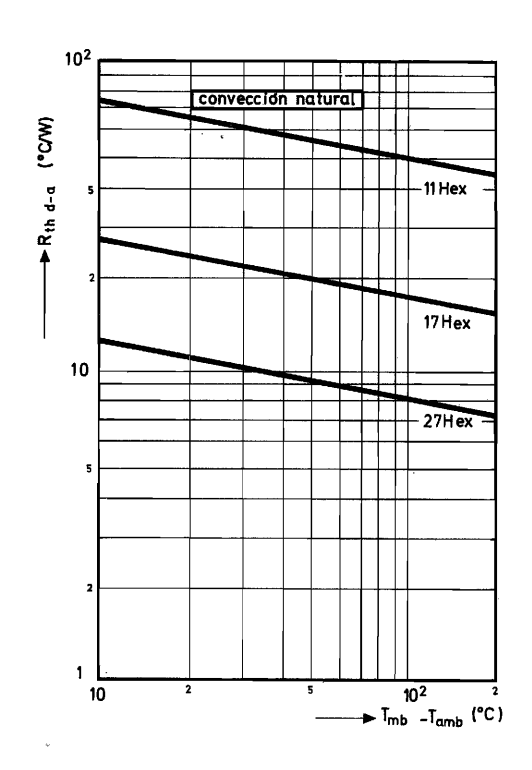
La temperatura máxima tolerable en la base de montaje es:

$$T_{mb\ máx} = T_{j\ máx} - PR_{th\ j-mb} = 175 - 30 \times 1{,}3 = 136\ °C.$$

La resistencia térmica tolerable entre base de montaje y ambiente es:

$$R_{th\ mb-a} = (T_{mb\ máx} - T_{amb})/P = (136 - 50)/30 = 2{,}86\ °C/W$$

Esta resistencia térmica se puede considerar como la suma de $R_{th\ mb-h}$ y $R_{th\ h-a}$.



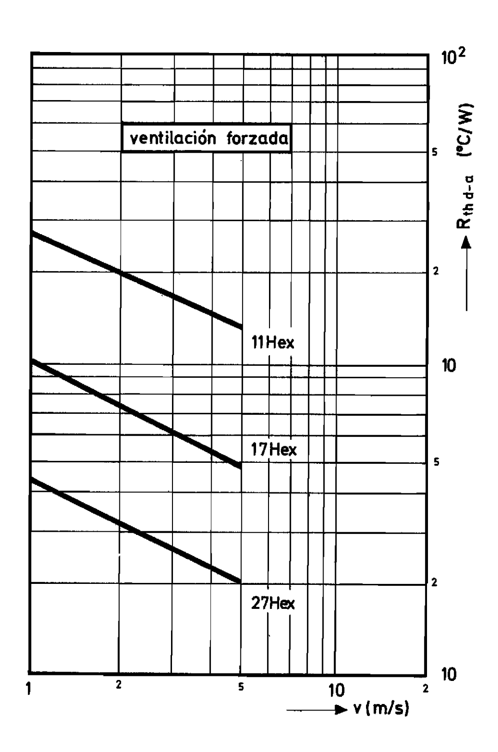


Fig. 5-11. Valores reales de la resistencia térmica directa al ambiente

Si se desprecia la evacuación de calor directamente desde la cápsula al ambiente, se obtiene:

$$R_{th\,h-a} = R_{th\,mb-a} - R_{th\,mb-h} = 2{,}86 - 0{,}5 = 2{,}36 \ ^\circ\mathrm{C/W}$$

Si por el contrario, se tiene en cuenta tal evacuación, se presenta un camino térmico formado por la conexión en serie de $R_{th\,mb-h}$ y $R_{th\,h-a}$, y otro dispuesto en paralelo con el anterior y formado por $R_{th\,d-a}$. Puesto que el diodo se presenta con una cápsula 11 Hex, en la fig. 5-11 obtenemos $R_{th\,d-a} = 50$ °C/W. Los dos caminos térmicos pueden considerarse como resistores en paralelo. Por tanto, la resistencia térmica total entre base de montaje y ambiente es:

$$\frac{(R_{th\,mb-h} + R_{th\,h-a})R_{th\,d-a}}{R_{th\,mb-h} + R_{th\,h-a} + R_{th\,d-a}} = \frac{2{,}86 \times 50}{2{,}86 + 50} = 2{,}72 \ ^\circ\mathrm{C/W}$$

Si a este valor le restamos $R_{th\,mb-h}$, se obtiene $2{,}72 - 0{,}5 = 2{,}22$ °C/W, que puede considerarse como valor ficticio de la resistencia térmica entre radiador y ambiente. Por tanto, la resistencia térmica puede ser $(2{,}36 - 2{,}22)/2{,}22 = 6$ % mayor.

Los valores especificados por el constructor para la resistencia térmica entre radiador y ambiente tienen siempre en cuenta la evacuación directa de calor.

5.4. NOMOGRAMAS DE RADIADORES

En el pasado se intentó establecer un nomograma para simplificar el diseño de los radiadores. No obstante, se vio que la construcción de un diodo afectaba de modo notable a la transferencia de calor y que, por tanto, no era posible garantizar que el diseño de un radiador fuese óptimo si se utilizaba un nomograma. Para que este capítulo resulte completo se da también una explicación de cómo utilizar dicho nomograma. En los nomogramas de radiadores los valores de $R_{th\,h-a}$ se toman como ordenadas, e incluyen la evacuación directa de calor al ambiente, para obtener radiadores con economía máxima. Los nomogramas tratan por separado los diversos tipos de radiadores y se distingue también entre convección natural y convección forzada. En el primer caso, la circulación de aire a lo largo del radiador es debida a la diferencia de temperatura entre éste y el ambiente. A mayor disipación de potencia corresponde también mayor diferencia de temperatura y,

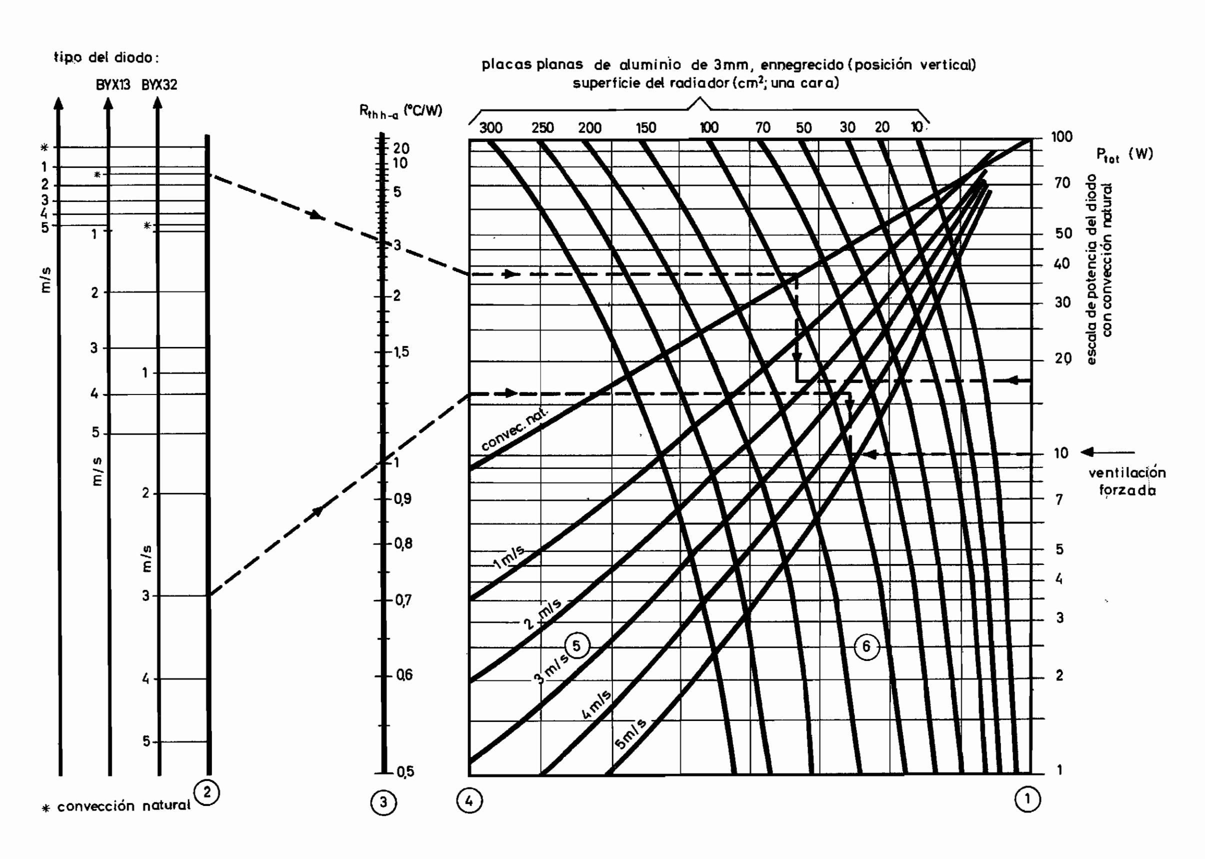


Fig. 5-12. Nomograma para determinar los datos de radiadores planos de aluminio ennegrecido de 3 mm de espesor (vertical)

por tanto, un coeficiente de transferencia de calor más elevado. Por otra parte, cuando la ventilación es forzada mediante extractores o ventiladores, la disipación de potencia no afecta apreciablemente al coeficiente de transferencia de calor, y puede utilizarse un punto fijo de la escala de potencias como referencia.

5.4.1. Radiadores planos

En este apartado se indica el modo de emplear el nomograma de la fig. 5-12 para radiadores planos. Se distingue entre convección natural y ventilación forzada.

Convección natural

Supongamos conocidos el tipo de diodo y su cápsula, su disipación de potencia y el valor máximo calculado de la resistencia térmica entre radiador y ambiente. Desde el punto que en la línea 2 representa la convección natural (*) para el diodo en cuestión, trácese una recta que pase por el punto de resistencia térmica correspondiente (en la escala 3) y llegue hasta la línea vertical 4. Desde aquí una horizontal hasta cortar la curva de convección natural. La intersección de la perpendicular trazada por este punto y la horizontal que pasa por el punto correspondiente a la disipación de potencia (escala 1) nos da la superficie necesaria del radiador (para valores intermedios procédase por interpolación entre las líneas 6).

Ejemplo

En la misma fig. 5-12 se ha representado un ejemplo para el diodo BYX13, con una disipación de 17,5 W para $T_{amb} = 73$ °C. Según las hojas de características, es necesaria una resistencia térmica entre radiador y ambiente de 3 °C/W. El nomograma muestra que el radiador debe poseer una superficie de 125 cm².

Ventilación forzada

Supongamos conocidos el tipo de diodo y su cápsula, el valor máximo calculado de resistencia térmica entre radiador y ambiente y la velocidad del aire de refrigeración. Desde el punto situado en la línea 2 que corresponde al tipo de velocidad del aire, trácese una recta que pase por el punto de resistencia térmica correspondiente (en la escala 3) y que llegue hasta la línea vertical 4. Por este punto se traza una horizontal hasta cortar la curva que corresponda a la velocidad del aire adecuada (líneas 5). Trácese la perpendicular por este punto de intersección a la horizontal que pasa por el punto de ventilación forzada en la escala 1. La intersección indica la superficie necesaria del radiador (para valores intermedios, procédase por interpolación en las líneas 6).

Ejemplo

En el mismo nomograma se ha representado un ejemplo para el diodo BYX32 (cápsula 27 Hex), para el cual la resistencia térmica necesaria entre base de montaje y ambiente es 1,1 °C/W, y que debe refrigerarse con una corriente de aire de 3 m/s. Puesto que la resistencia térmica entre base de montaje y radiador es de 0,1 °C/W, entre radiador y ambiente debe ser de 1 °C/W. El nomograma muestra que en este caso la superficie del radiador debe ser de 100 cm².

Recuérdese que, si no se monta el radiador verticalmente, es preciso tener en cuenta el factor posición f_p, que se da en la tabla 5-2.

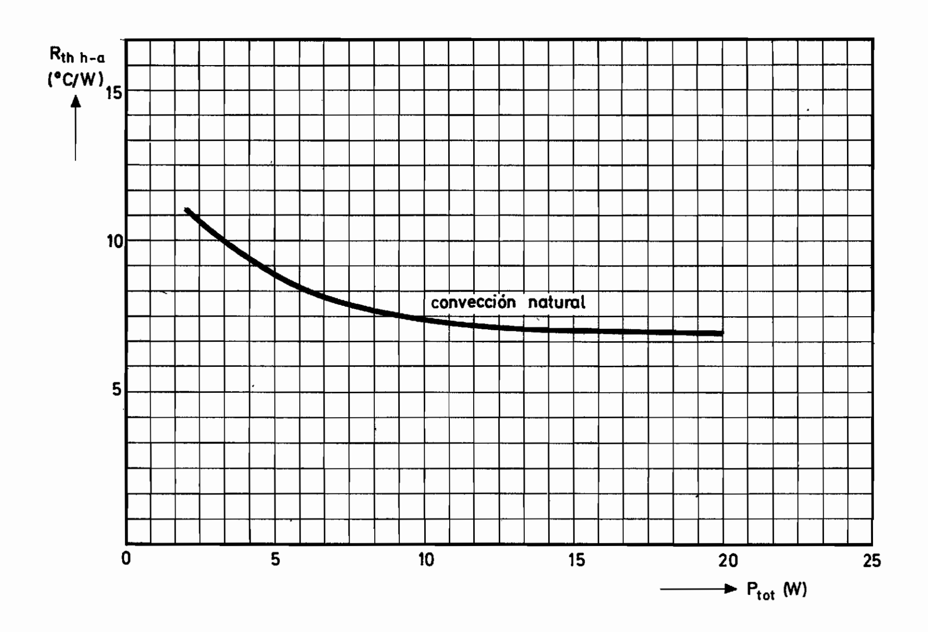
Influencia de la temperatura ambiente

Debe tenerse presente que los nomogramas están realizados para una temperatura ambiente de 30 °C y que para otras temperaturas no es necesario introducir ninguna corrección, excepto en el caso en que la evacuación de calor se realice principalmente por radiación. Esto ocurre, por ejemplo, con los radiadores pintados (gran emisividad) cuando funcionan por convección natural. Para estos radiadores y a una temperatura ambiente de 10 °C, los valores dados por el nomograma resultan demasiado elevados; el valor correcto de $R_{th\,h-a}$ es un 5 % menor. De modo similar, para una temperatura ambiente de 60 °C los valores del nomograma son demasiado bajos y deben aumentarse en un 10 % (para temperaturas intermedias, procédase por interpolación).

Por el contrario, cuando se utilizan los nomogramas para determinar la superficie de los radiadores para una determinada $R_{th\,h-a}$, ésta debe ser convenientemente disminuida para temperaturas ambiente superiores a 30 °C, y aumentadas para temperaturas inferiores a dicho valor, si la evacuación de calor se realiza principalmente por radiación.

5.4.2. Radiadores inyectados y extrusionados

Si se utilizan radiadores inyectados o extrusionados en lugar de radiadores planos, es preciso consultar otros gráficos, como los que se dan en la fig. 5-13



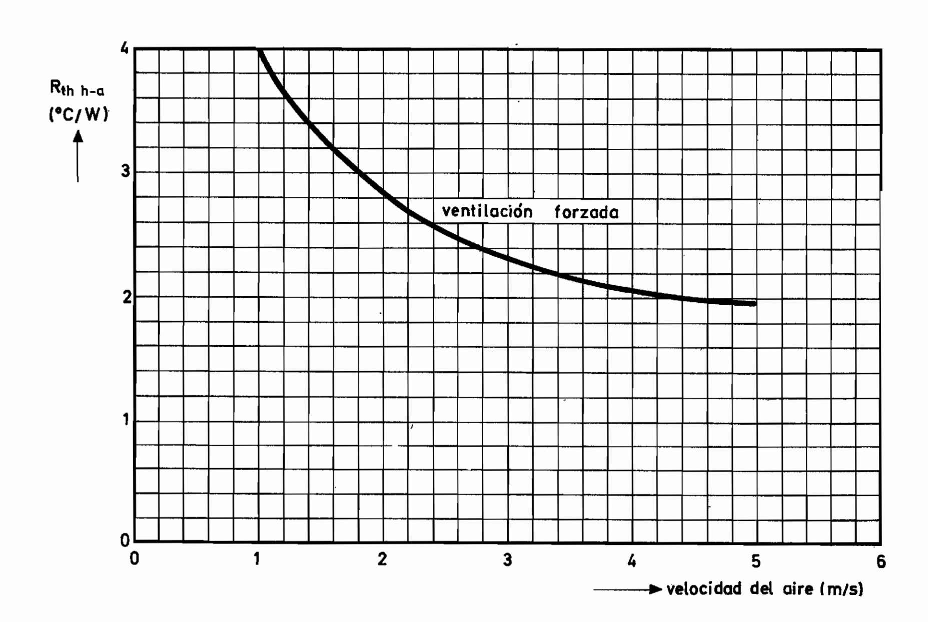
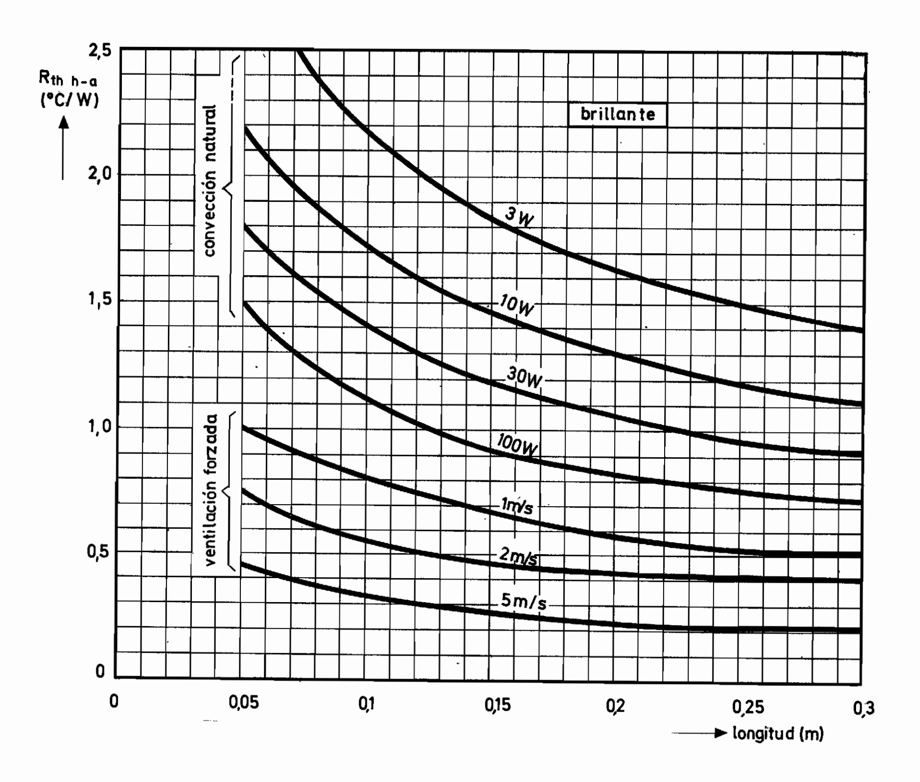


Fig. 5-13. Gráfico de $R_{th\,h-a}$ para el radiador inyectado tipo 56256: arriba, convección natural; abajo, ventilación forzada



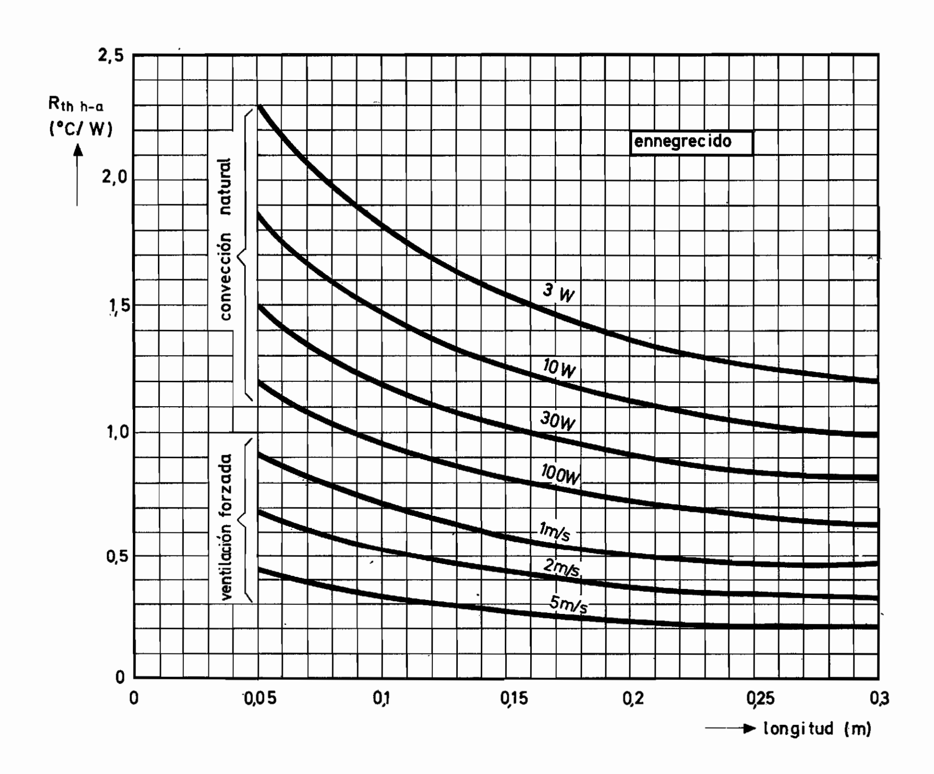


Fig. 5-14. Gráfico de $R_{th\ h-a}$ para el radiador de aluminio extrusionado tipo 56230: arriba, brillante; abajo, ennegrecido

para un radiador inyectado y en la fig. 5-14 para uno extrusionado. Estas curvas no pueden considerarse nomogramas, pues dependen del tipo de diodo utilizado.

5.5. USO DE MEZCLAS PARA RADIADORES

Generalmente se introduce mezcla para radiadores o grasa al vacío entre la base de montaje del dispositivo semiconductor y el radiador, con objeto de reducir la resistencia térmica. Las medidas realizadas muestran que esta resistencia térmica se reduce en un factor de 3 cuando se utiliza, por ejemplo, mezcla para radiadores Dow Corning 340, mientras que se obtiene una reducción de 1,5 al utilizar grasa de vacío Dow Corning 280-300. No obstante, la diferencia de temperatura entre la base de montaje y el radiador no disminuirá según el mismo factor, debido al camino directo cápsula-ambiente. Al disminuir la resistencia térmica, disminuirá también la temperatura de la base de montaje y, por tanto, aumentará la resistencia térmica de la cápsula, por lo cual circulará una mayor energía a través del radiador. Entonces, la temperatura del radiador será mayor y la diferencia de temperatura entre el radiador y la base de montaje resultará más elevada que en el caso de no existir una resistencia térmica directa entre cápsula y ambiente.

La fig. 5-15 muestra el efecto de la mezcla o grasa sobre los niveles de temperatura de la base de montaje y del radiador, para una determinada temperatura ambiente. Las medidas realizadas indican que en la práctica la disminución de temperatura de la base de montaje tiende a ser muy pequeña. El

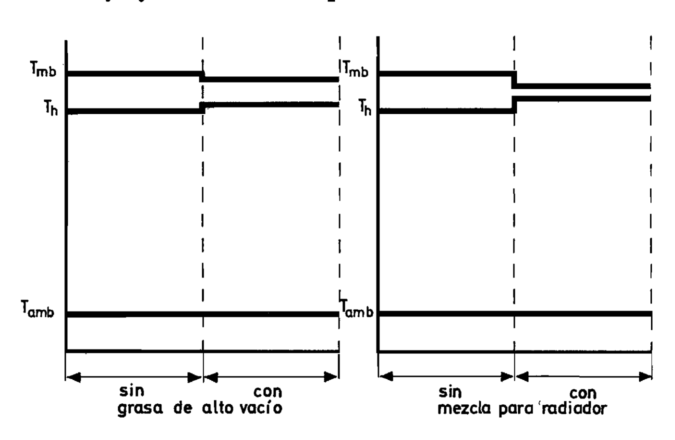


Fig. 5-15. Efecto de la grasa al vacío y de la mezcla para radiadores sobre las temperaturas de la base de montaje y del radiador

empleo de mezcla o grasa no tiene efecto apreciable en la evacuación de calor, aunque dificulta la corrosión de las superficies de contacto.

5.6. ELECCION DE RADIADORES PRACTICOS MEDIANTE LAS HOJAS DE CARACTERISTICAS

A continuación se exponen varios ejemplos que explican el modo de utilizar las teorías expuestas anteriormente.

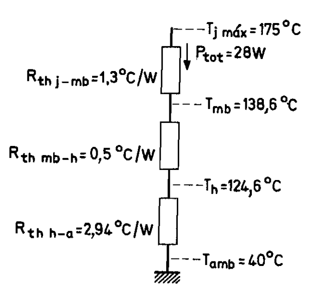


Fig. 5-16. Circuito térmico simplificado

Ejemplo 1

Un diodo BYX25 montado sobre un radiador vertical de aluminio ennegrecido de 3 mm de espesor conduce una corriente de 15 A (circuito monofásico). El enfriamiento se realiza por convección natural y el funcionamiento al nivel del mar, con $T_{amb} = 40$ °C y $R_{th\ mb-h} = 0{,}5$ °C/W. Diseñar un radiador cuadrado para mantener la temperatura de la unión dentro de los límites permitidos.

Según las hojas de características, $T_{j\ máx} = 175$ °C y $R_{th\ j-mb} = 1{,}3$ °C/W. Para una corriente directa media de 15 A se obtiene $P_{tot} = 28$ W. El circuito térmico simplificado se muestra en la fig. 5-16.

La temperatura de la base de montaje es:

$$T_{mb} = T_{j\ máx} - P_{tot}R_{th\ j-mb} = 175 - 28 \times 1{,}3 = 138{,}6\ °C,$$

que concuerda con el valor obtenido en el gráfico correspondiente contenido en las hojas de características. Por tanto, la temperatura del radiador es:

$$T_h = T_{mb} - P_{tot}R_{th\ mb-h} = 138{,}6 - 28 \times 0{,}5 = 124{,}6\ °C,$$

lo que da, para la resistencia térmica permisible entre radiador y ambiente:

$$R_{th\ h-a} = (T_h - T_{amb})/P_{tot} = (124{,}6 - 40)/28 = 3{,}03\ °C/W$$

Puesto que la mayor parte del calor se evacúa por radiación (radiador ennegrecido) y la temperatura ambiente es de 40 °C, hay que aplicar una reducción del 3 %:

$$R_{th\ h-a} = 0{,}97 \times 3{,}03 = 2{,}94\ °C/W$$

de donde:

$$R_{th\ mb-a} = R_{th\ mb-h} + R_{th\ h-a} = 0{,}5 + 2{,}94 = 3{,}44\ °C/W$$

Para determinar la superficie del radiador por medio del nomograma, será preciso acudir a la fig. 5-12. Para convección natural y $P_{tot} = 28$ W se halla una superficie de 110 cm², por lo cual será necesario un radiador cuadrado de 10,5 cm de lado.

En el ejemplo siguiente se volverá a calcular $R_{th\ h-a}$ para las condiciones establecidas en el ejemplo 1, pero esta vez teniendo en cuenta la evacuación directa de calor de la cápsula al ambiente.

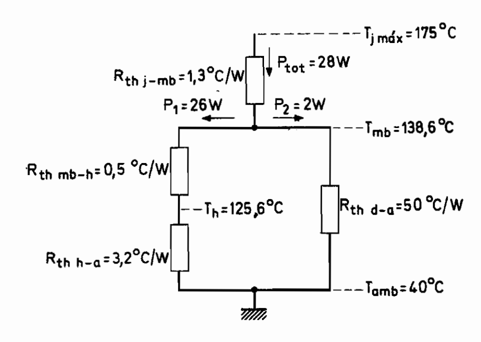


Fig. 5-17. Circuito térmico completo

Ejemplo 2

La fig. 5-17 muestra el circuito térmico completo; los valores indicados se han obtenido del modo siguiente:

$$\Delta T_{mb-a} = 138{,}6 - 40 = 98{,}6\ °C$$

La fig. 5-11 da, para una cápsula 11 Hex, una $R_{th\ d-a} = 50$ °C/W. Por tanto, la energía calorífica transferida directamente al ambiente es:

$$P_2 = \Delta T_{mb-a}/R_{th\ d-a} = 98{,}6/50 = 1{,}99\ W \simeq 2\ W,$$

en donde:

$$P_1 = P_{tot} - P_2 = 28 - 2 = 26\ W,$$

es la energía calorífica, a partir de la cual debe obtenerse la resistencia térmica permisible. Así puede escribirse:

$$T_h = T_{mb} - P_1 R_{th\ mb-h} = 138{,}6 - 26 \times 0{,}5 = 125{,}6\ °C.$$

de donde:

$$R_{th\ h-a} = \Delta T_{h-a}/P_1 = 0{,}97(125{,}6 - 40)/26 = 3{,}2\ °C/W$$

(contando un rendimiento del 97 % como antes).

Como tercer ejemplo, se calcula la resistencia térmica para el radiador del ejemplo 1, pero esta vez mediante la teoría de la transferencia de calor.

Ejemplo 3

Para un radiador vertical de 10,5 cm × 10,5 cm y funcionamiento al nivel del mar, de las tablas 5-1 y 5-2 y de la fig. 5-1, respectivamente, se obtiene:

$l_c = 0{,}105$ m; $f_p = 1$ y $f_a = 1$. En la fig. 5-2 se observa que, para $\Delta T_{h-a} = 117\text{-}40 = 77$ °C, es $A = 7{,}3$ W/m². °C.
Ello permite escribir, según la ecuación 5-2:

$$h_c = f_p f_a A = 7{,}3\ W/m^2\ °C$$

La tabla 5-3 muestra que $\varepsilon = 0{,}8$ y, según la fig. 5-5, para un radiador al aire libre $f_r = 1$. La fig. 5-6 indica que para $T_{amb} = 40$ °C y $\Delta T_{h-a} = 77$ °C, $D = 9{,}9$ W/m². °C.
Entonces según la ecuación 5-4:

$$h_r = \varepsilon f_r D = 7{,}9\ W/m^2.\ °C$$

por tanto,

$$h_t = h_c + h_r = 15{,}2\ W/m^2.\ °C$$

Las hojas de características muestran que el diámetro del orificio de montaje $d_2 = 0{,}013$ m, y el diámetro de la base de montaje $d_1 = 0{,}027$ m, lo que según la ecuación 5-6 permite escribir para el radio de entrada de calor:

$$r_i = (d_1 + d_2)/4 = 0{,}01\ m.$$

La tabla 5-4 muestra que la conductividad térmica del aluminio es $\gamma = 210$ W/m². °C de modo que, para un radiador de un espesor $t = 0{,}003$ m, según la ecuación 5-5, se puede escribir:

$$r_h = \sqrt{(\gamma_s t/2h_t)} = 0{,}144\ m,$$

al igual que puede deducirse de la fig. 5-7.
De la ecuación 5-7 se obtiene:

$$r_s = \sqrt{(lw/\pi)} = 0{,}059\ m,$$

y, según lo dicho anteriormente acerca del rendimiento del radiador:

$$p = r_h/r_i = 14{,}4 \qquad y \qquad q = r_s/r_i = 5{,}9.$$

Según la fig. 5-9, con ello se obtiene $\eta_h = 0{,}92$. Con una superficie total de disipación del calor $a_t = 2 \times 0{,}011$ metros² = 0,022 m², de la ecuación 5-8 resulta:

$$R_{th\ h-a} = 1/\eta_h h_t a_t = 3{,}25\ °C/W$$

Por tanto (fig. 5-17):

$$R_{th\ h-a} + R_{th\ mb-h} = 3{,}4\ °C/W$$

Puesto que los dos caminos térmicos se comportan como resistores en paralelo, la resistencia térmica total entre base de montaje y ambiente es:

$$R_{th\ mb-a} = 3{,}4 \times 8{,}6/(3{,}4 + 8{,}6) = 2{,}44\ °C/W$$

En resumen, los métodos de cálculo expuestos en los ejemplos 1 y 3 determinan unos valores de $R_{th\ mb-a}$ de 2,62 °C/W y 2,44 °C/W, respectivamente. El método más rápido del ejemplo 1 se puede considerar respecto al otro con un margen de seguridad del $(2{,}62 - 2{,}44)/2{,}62 = 7$ %.

Para terminar, se expone un ejemplo para el caso de radiadores inyectados y extrusionados.

Ejemplo 4

Un diodo BYX25 funciona a plena carga (20 A) en un circuito monofásico con $T_{amb} = 50$ °C y $R_{th\ mb-h} = 0,5$ °C/W. Determinar el radiador adecuado o bien la longitud de perfil extrusionado necesaria para mantener la temperatura de la unión dentro de sus límites permitidos.

Según las hojas de características se tiene $T_{j\ máx} = 175$ °C, $R_{th\ j-mb} = 1,3$ °C/W y $P_{tot} = 38$ W (para 20 A).

La temperatura del radiador será:

$$T_h = T_{j\ máx} - P_{tot}(R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-h})$$
$$= 175 - 38(1,3 + 0,5) = 106,6\ °C.$$

Por tanto,

$$R_{th\ h-a} = (T_h - T_{amb})/P_{tot} =$$
$$= (106,6 - 50)/38 = 1,49\ °C/W$$

que, en el caso de convección natural y con un radiador pintado, debe ser corregida en un 7 % para $T_{amb} = 50$ °C. Así pues:

$$R_{th\ h-a} = 0,93 \times 1,49 = 1,39\ °C/W$$

Si se monta el diodo BYX25 en un radiador inyectado tipo 56256, deberá consultarse el gráfico inferior de la figura 5-13, en el cual se ve que la horizontal que pasa por el punto $R_{th\ h-a} = 1,39$ °C/W no corta la curva de convección natural, por lo que será necesario instalar una ventilación forzada. Si se utiliza el valor (sin corregir) $R_{th\ h-a} = 1,39$ °C/W, se obtiene una velocidad de aire muy elevada, por lo que el radiador tipo 56256 no resulta adecuado para el diodo BYX25 funcionando a plena carga.

Para estudiar las posibilidades de un perfil (brillante) tipo 56230, habrá que consultar el gráfico superior de la figura 5-14; se deduce que para obtener una $R_{th\ h-a} = 1,39$ °C/W con convección natural, el perfil ha de tener una longitud de 10 cm.

Si se desea utilizar el perfil tipo 56230 ennegrecido, el gráfico inferior de la fig. 5-14 permite deducir que es suficiente una longitud de 5 cm.

SISTEMAS DE ALTAVOCES PARA ALTA FIDELIDAD

La tabla 1 da las características de doce sistemas de altavoces adecuados para alta fidelidad. En estos sistemas se emplean doce tipos distintos de altavoces, cuyas características resumidas pueden verse en la tabla 2, Más adelante se dan también las dimensiones y las curvas de respuesta de frecuencia de los altavoces obtenidas con tensión de entrada constante en una cámara anecoica y con el altavoz en condiciones de «espacio libre», sin bafle.

Los sistemas de altavoces que se presentan son sistemas de dos y tres vías en los que la potencia de salida se reparte entre los altavoces por medio de filtros adecuados. Para cada sistema se dan las características de los filtros necesarios y las curvas de respuesta correspondientes. Estas curvas de respuesta de los sistemas de altavoces han sido obtenidas en cámara anecoica y con los altavoces montados en las cajas acústicas recomendadas. Las cajas acústicas empleadas son todas del tipo de «bafle infinito».

En la construcción de los sistemas de altavoces para alta fidelidad ha de tenerse en cuenta que los altavoces de agudos *(tweeter)* y de medios *(squawker)* han de estar bien aislados acústicamente de los altavoces de graves *(woofer)* que comparten la misma caja. El altavoz *tweeter* de una pulgada no requiere aislamiento acústico adicional, puesto que se presenta ya en forma de unidad completamente independiente y cerrada.

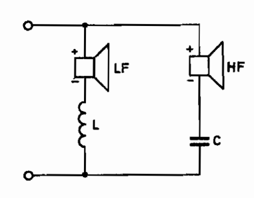
Se dan asimismo las dimensiones y los detalles para la construcción de las cajas acústicas recomendadas para los sistemas de altavoces que se describen.

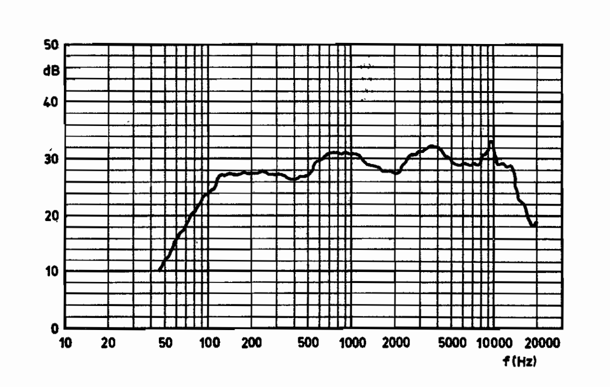
Tabla 1. Sistemas de altavoces para alta fidelidad

Sistema	Potencia (W)	Volumen caja acústica (l)	Frecuencia de cruce (Hz)	Frecuencia de resonancia (Hz)	Altavoz de graves (woofer) (LF)	Altavoz de medios (squawker) (MF)	Altavoz de agudos (tweeter) (HF)
1	10	3	2000	100	AD5060/W8	—	AD2070/T8
2	10	3	1000	70	AD5060/W8	—	AD0160/T8
3	20	7	1000	70	AD7065/W8	—	AD5080/M8
4	20	7	850	70	AD7065/W8	—	AD5080/M4
5	20	7	1500	70	AD7065/W8	—	AD0160/T8
6	20	15	850	60	AD8065/W8	—	AD5780/M4
7	20	15	1500	60	AD8065/W8	—	AD0160/T8
8	20	25	700 y 3000	50	AD8065/W8	AD5060/W8	AD0160/T8
9	40	35	700 y 3000	45	AD1055/W8	AD5060/W8	AD0160/T8
10	40	40	700 y 3000	45	AD1055/W8	2 × AD5060/W4	2 × AD0160/T4
11	40	50	700 y 3000	44	AD1256/W8	2 × AD5060/W4	2 × AD0160/T4
12	40	80	700 y 3000	40	AD1256/W8	4 × AD5060/W8	4 × AD0160/T8

Norma Hi-fi DIN 45.500

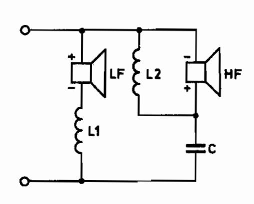
1

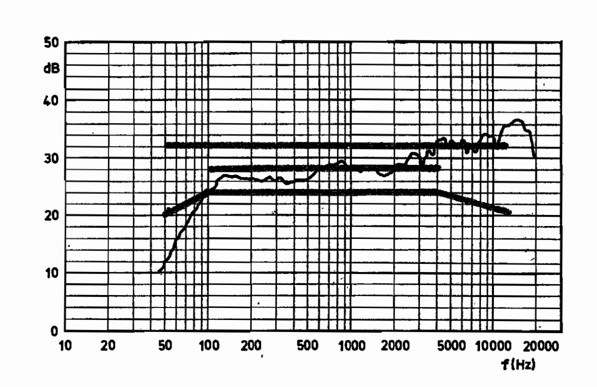




L = 1 mH
C = 5 μF

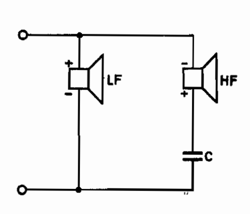
2

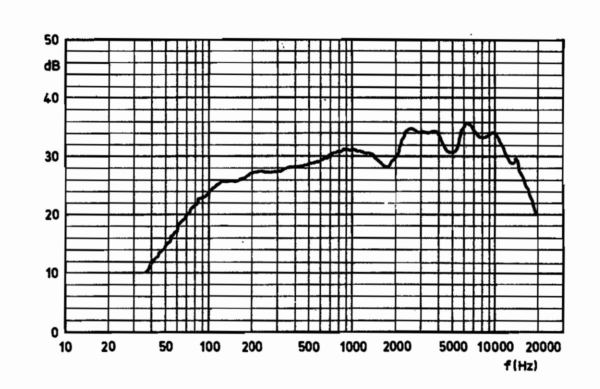




L_1 = 1 mH
L_2 = 0,35 mH
C = 5 μF

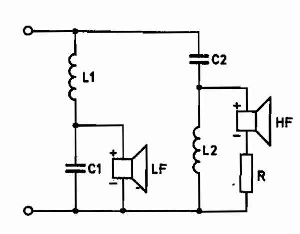
3

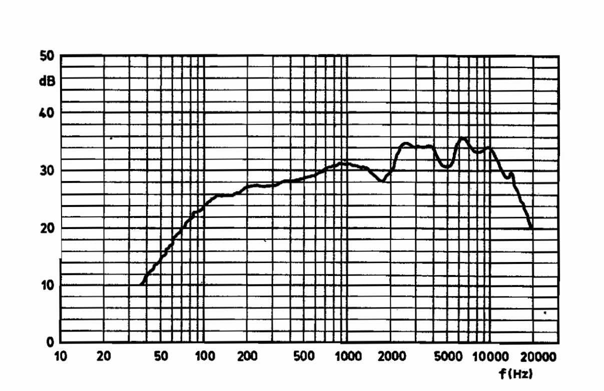




C = 5 μF

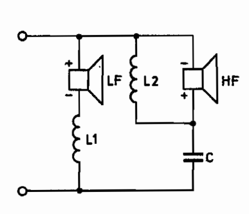
4

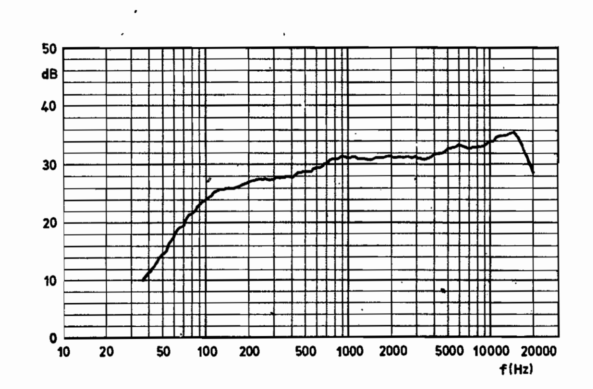




$L_1 = L_2 = 1{,}2$ mH
$C_1 = 36$ µF $C_2 = 12$ µF
$R = 3\ \Omega$ 2 W

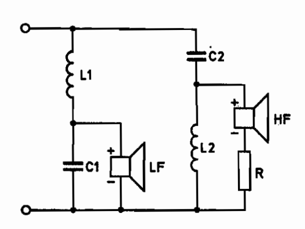
5

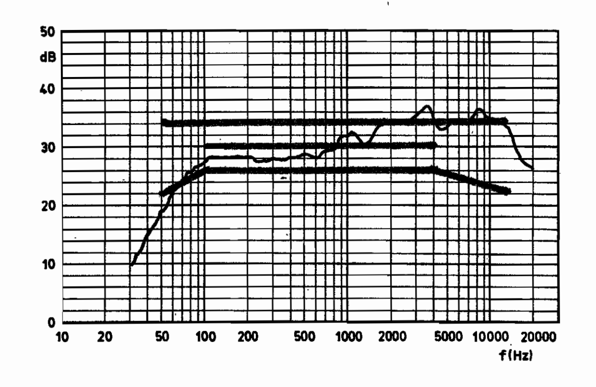




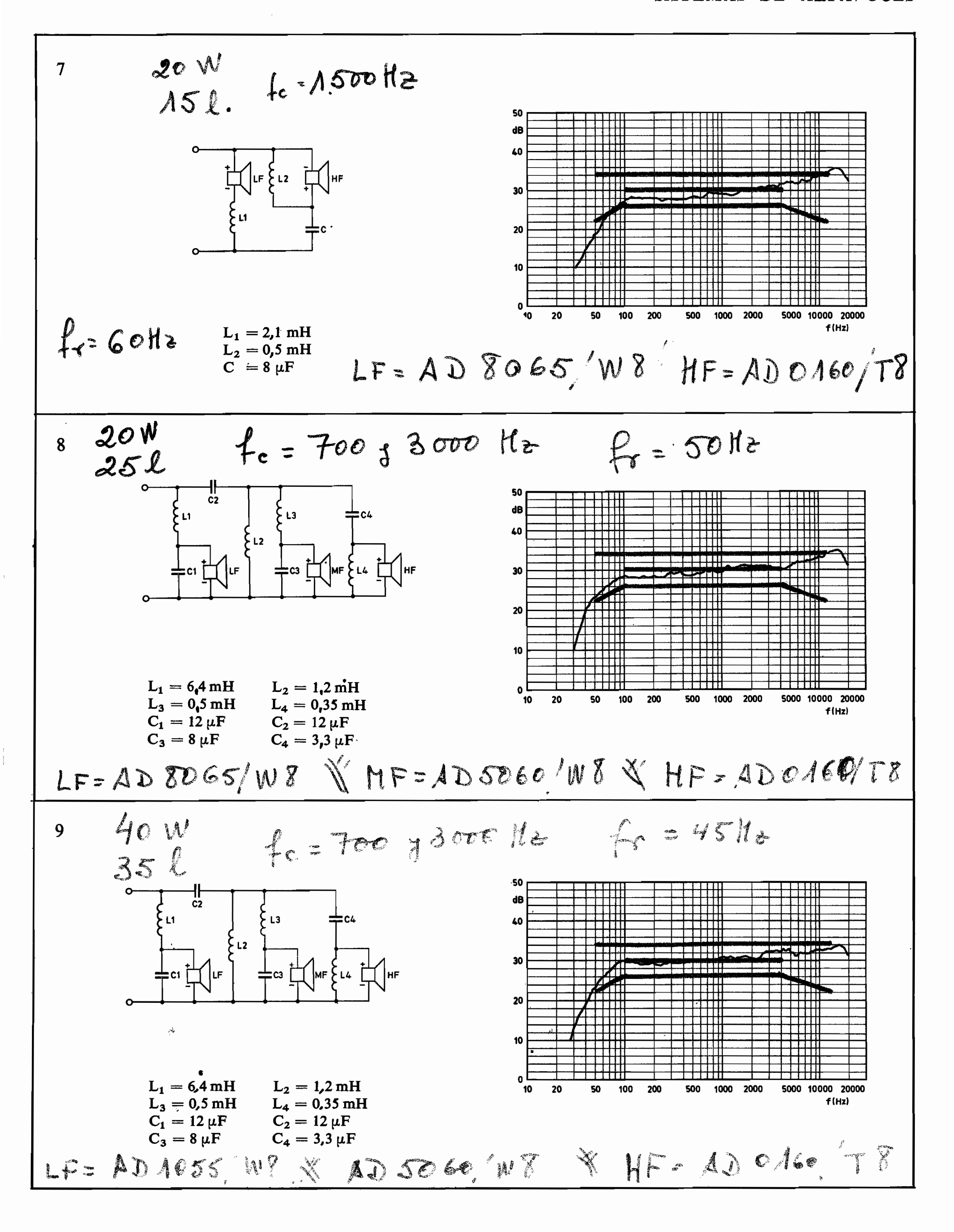
$L_1 = 2{,}1$ mH
$L_2 = 0{,}5$ mH
$C = 8$ µF

6

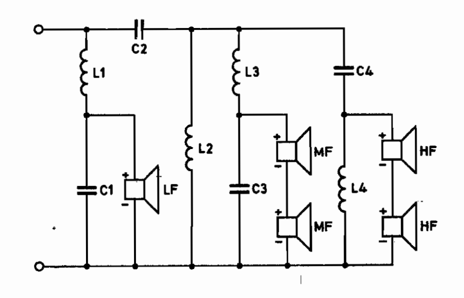


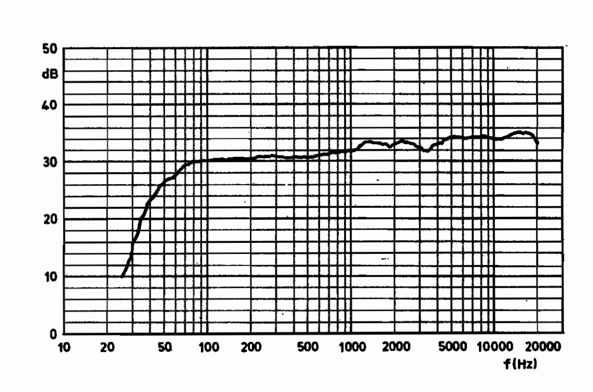


$L_1 = L_2 = 1{,}2$ mH
$C_1 = 36$ µF $C_2 = 12$ µF
$R = 3\ \Omega$ 2 W


7
20 W
15 l.
fc = 1.500 Hz
LF
L2
HF
L1
C
50
dB
40
30
20
10
0
10 20 50 100 200 500 1000 2000 5000 10000 20000
f (Hz)
fr = 60 Hz
L1 = 2,1 mH
L2 = 0,5 mH
C = 8 µF
LF = AD 8065/W8 HF = AD 0160/T8
8
20 W
25 l
fc = 700 y 3000 Hz
fr = 50 Hz
C2
L1
L3
C4
L2
C1
LF
C3
MF
L4
HF
L1 = 6,4 mH
L2 = 1,2 mH
L3 = 0,5 mH
L4 = 0,35 mH
C1 = 12 µF
C2 = 12 µF
C3 = 8 µF
C4 = 3,3 µF
LF = AD 8065/W8 MF = AD 5060/W8 HF = AD 0160/T8
9
40 W
35 l
fc = 700 y 3000 Hz
fr = 45 Hz
L1 = 6,4 mH
L2 = 1,2 mH
L3 = 0,5 mH
L4 = 0,35 mH
C1 = 12 µF
C2 = 12 µF
C3 = 8 µF
C4 = 3,3 µF
LF = AD 1055/W8 AD 5060/W8 HF = AD 0160/T8

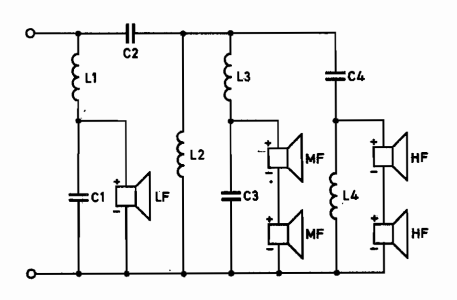
10

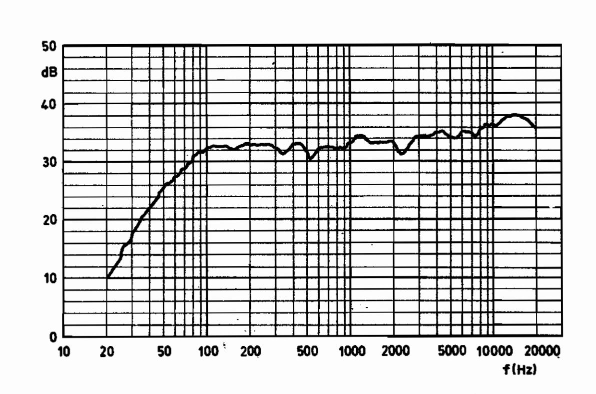




$L_1 = 6{,}4$ mH $L_2 = 1{,}2$ mH
$L_3 = 0{,}5$ mH $L_4 = 0{,}35$ mH
$C_1 = 12$ µF $C_2 = 12$ µF
$C_3 = 8$ µF $C_4 = 3{,}3$ µF

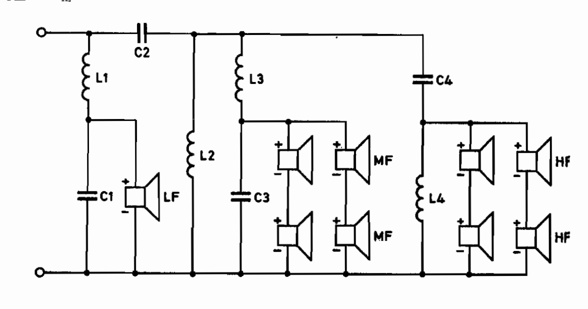
11

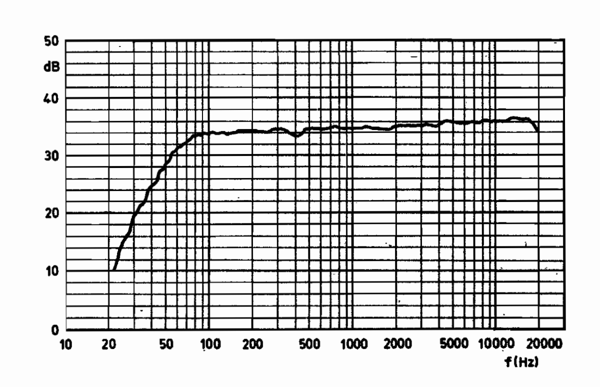




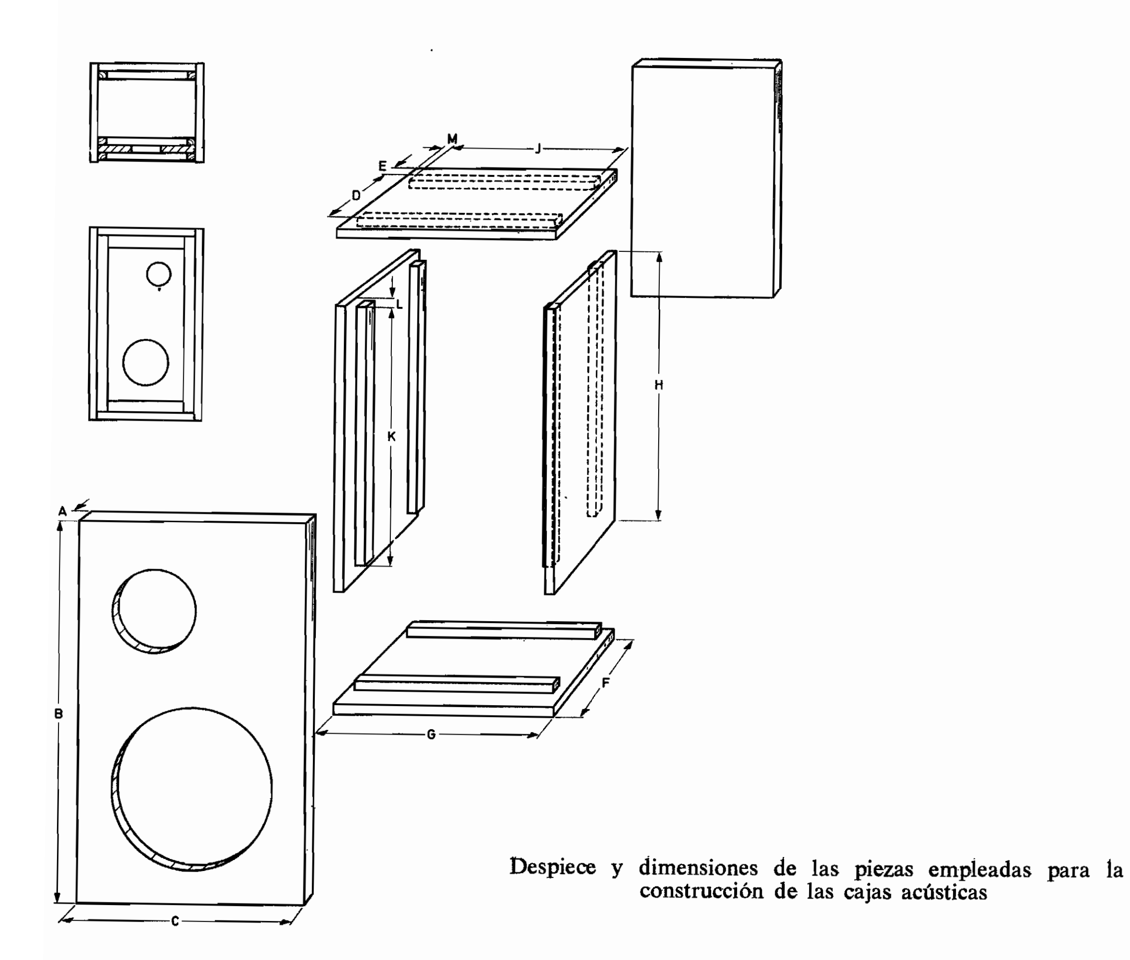
$L_1 = 6{,}4$ mH $L_2 = 1{,}2$ mH
$L_3 = 0{,}5$ mH $L_4 = 0{,}35$ mH
$C_1 = 12$ µF $C_2 = 12$ µF
$C_3 = 8$ µF $C_4 = 3{,}3$ µF

12



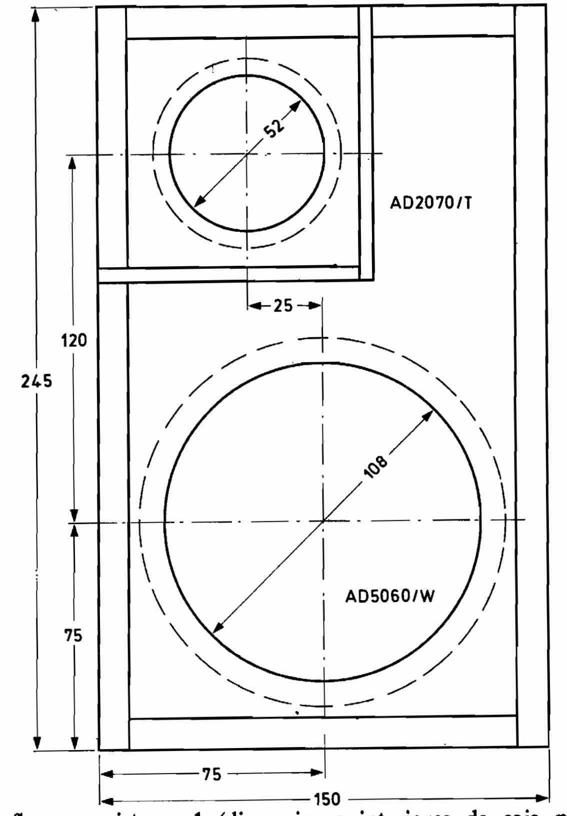


$L_1 = 6{,}4$ mH $L_2 = 1{,}2$ mH
$L_3 = 0{,}5$ mH $L_4 = 0{,}35$ mH
$C_1 = 12$ µF $C_2 = 12$ µF
$C_3 = 8$ µF $C_4 = 3{,}3$ µF

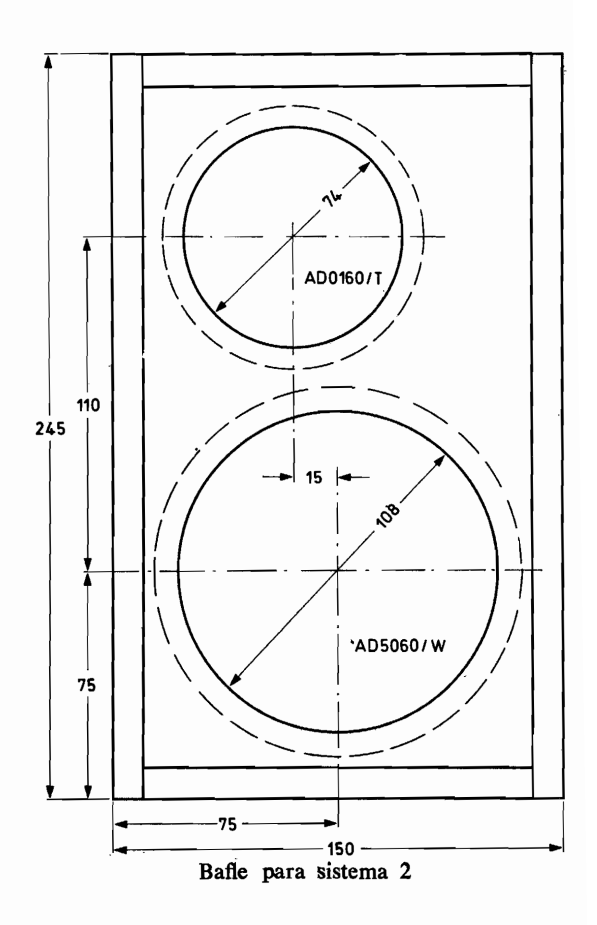


Despiece y dimensiones de las piezas empleadas para la construcción de las cajas acústicas

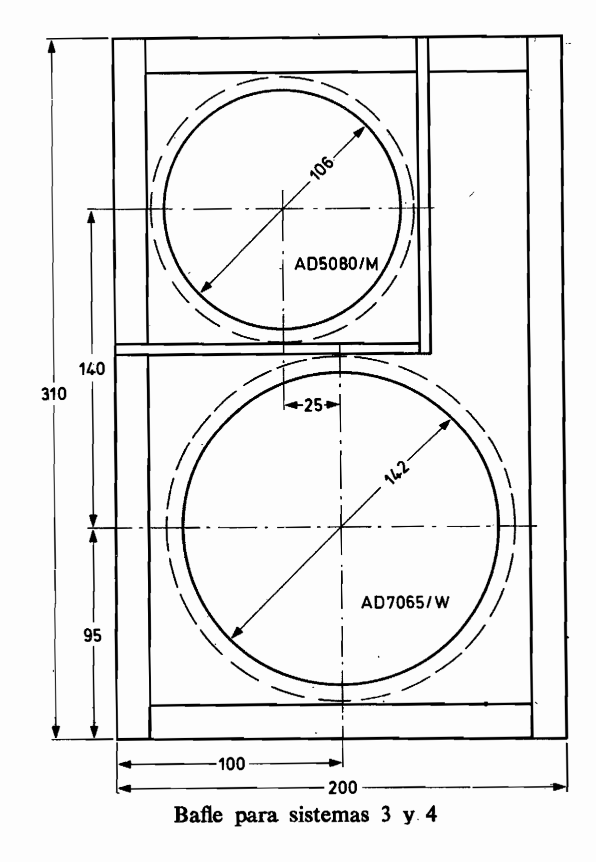
sistema	dimensiones											
	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M
1	10	245	150	110	10	140	150	265	110	245	10	20
2	10	245	150	90	10	120	150	265	110	245	10	20
3,4	15	310	200	130	15	170	200	340	160	310	15	20
5	15	310	200	120	15	160	200	340	160	310	15	20
6	20	425	270	145	20	195	270	465	230	425	20	20
7	20	425	270	135	20	185	270	465	230	425	20	20
8	20	530	320	155	20	205	320	570	280	530	20	20
9	25	630	380	160	25	220	380	680	340	630	25	20
10	25	700	420	160	25	220	420	750	380	700	25	20
11	25	760	460	170	25	230	460	810	420	760	25	20
12	25	880	540	180	25	240	540	930	500	880	25	20



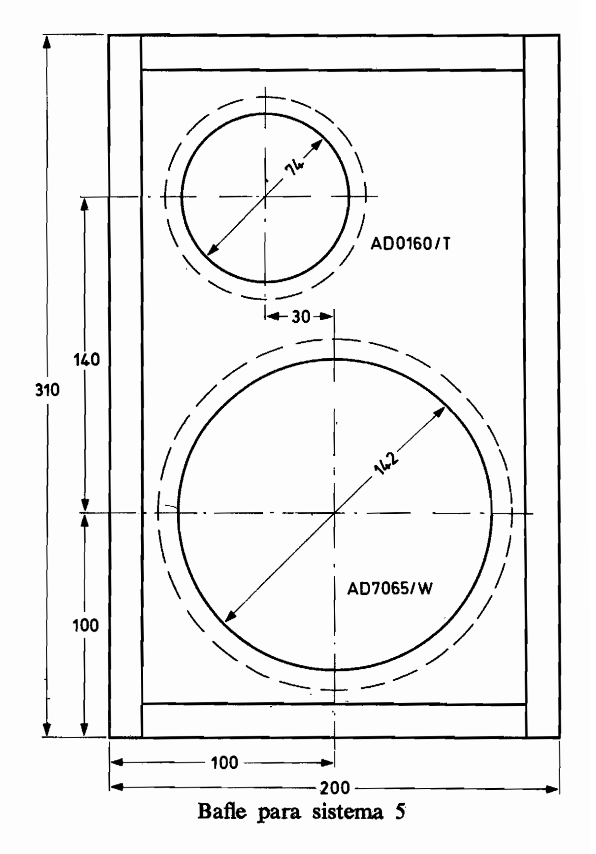
Bafle para sistema 1 (dimensiones interiores de caja para tweeter = 60 × 60 × 16 mm con paredes de 5 mm)



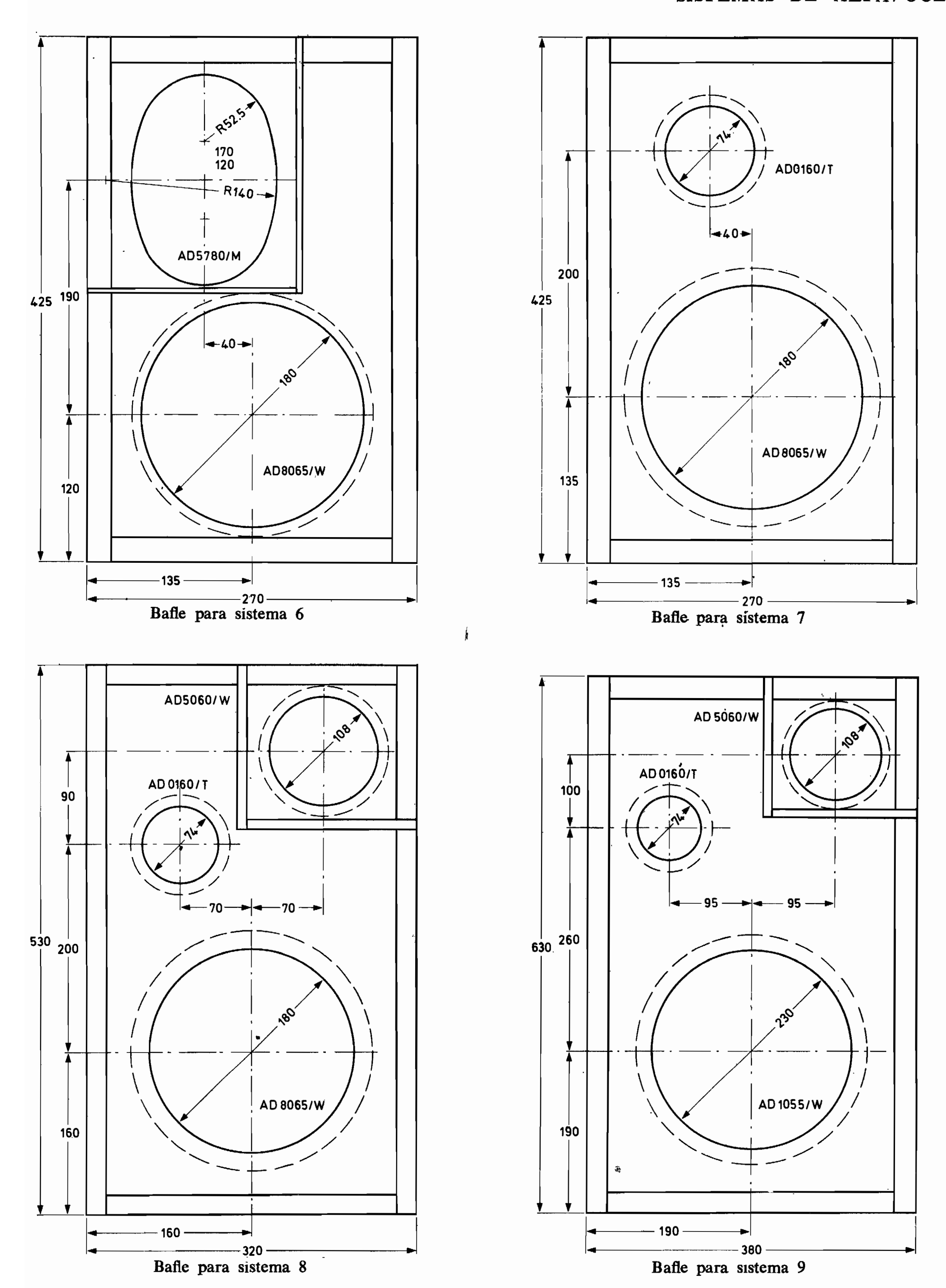
Bafle para sistema 2



Bafle para sistemas 3 y 4



Bafle para sistema 5

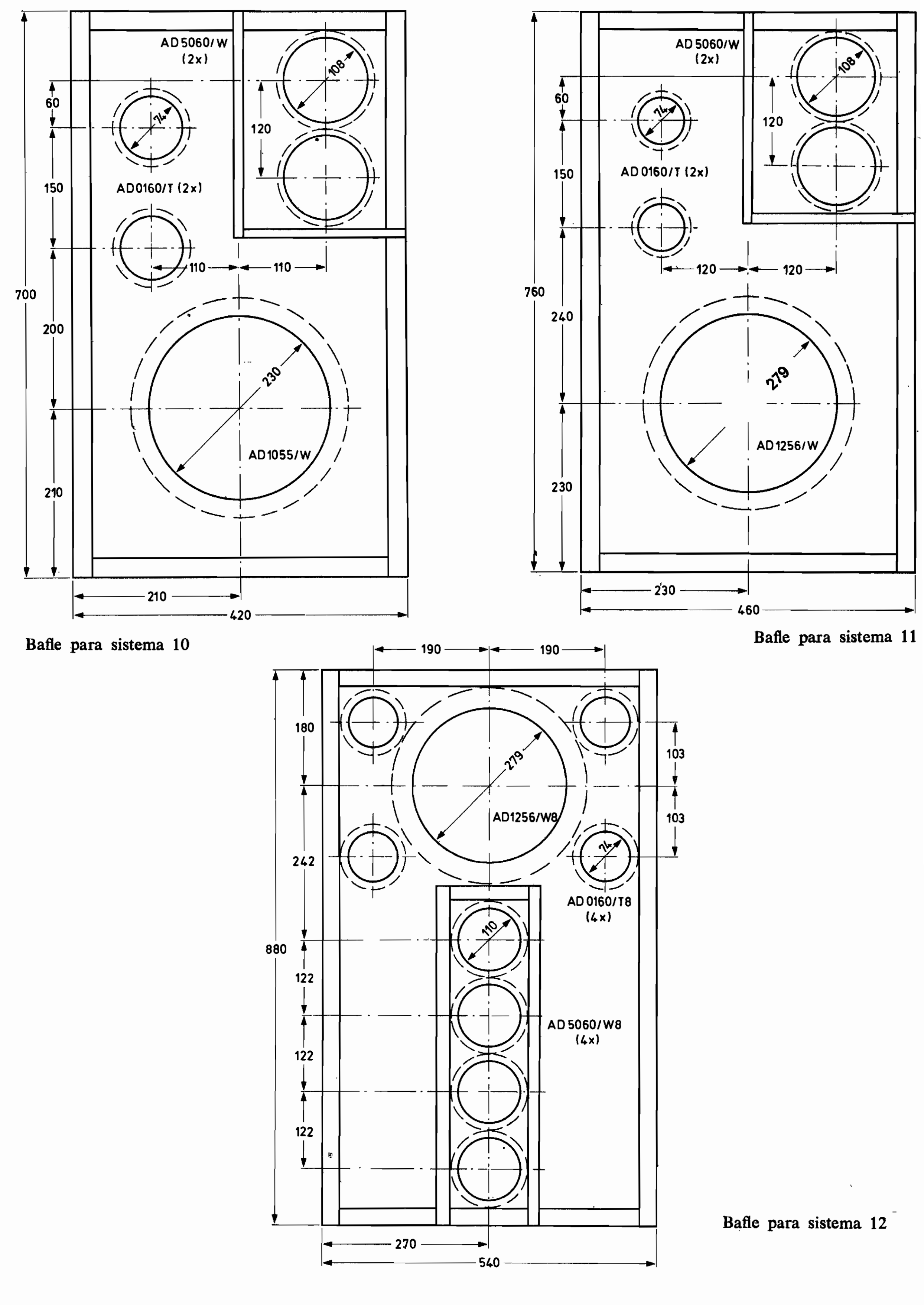


Bafle para sistema 6

Bafle para sistema 7

Bafle para sistema 8

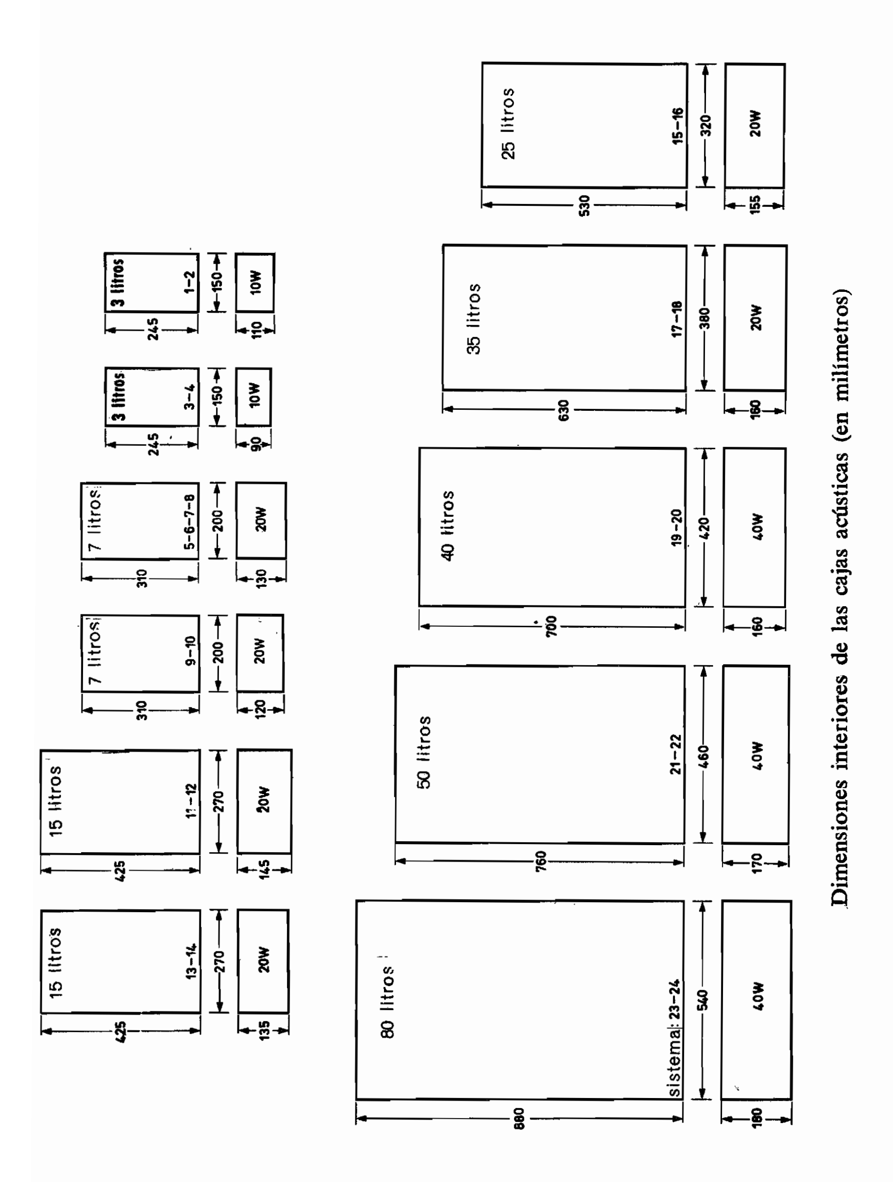
Bafle para sistema 9



Bafle para sistema 10

Bafle para sistema 11

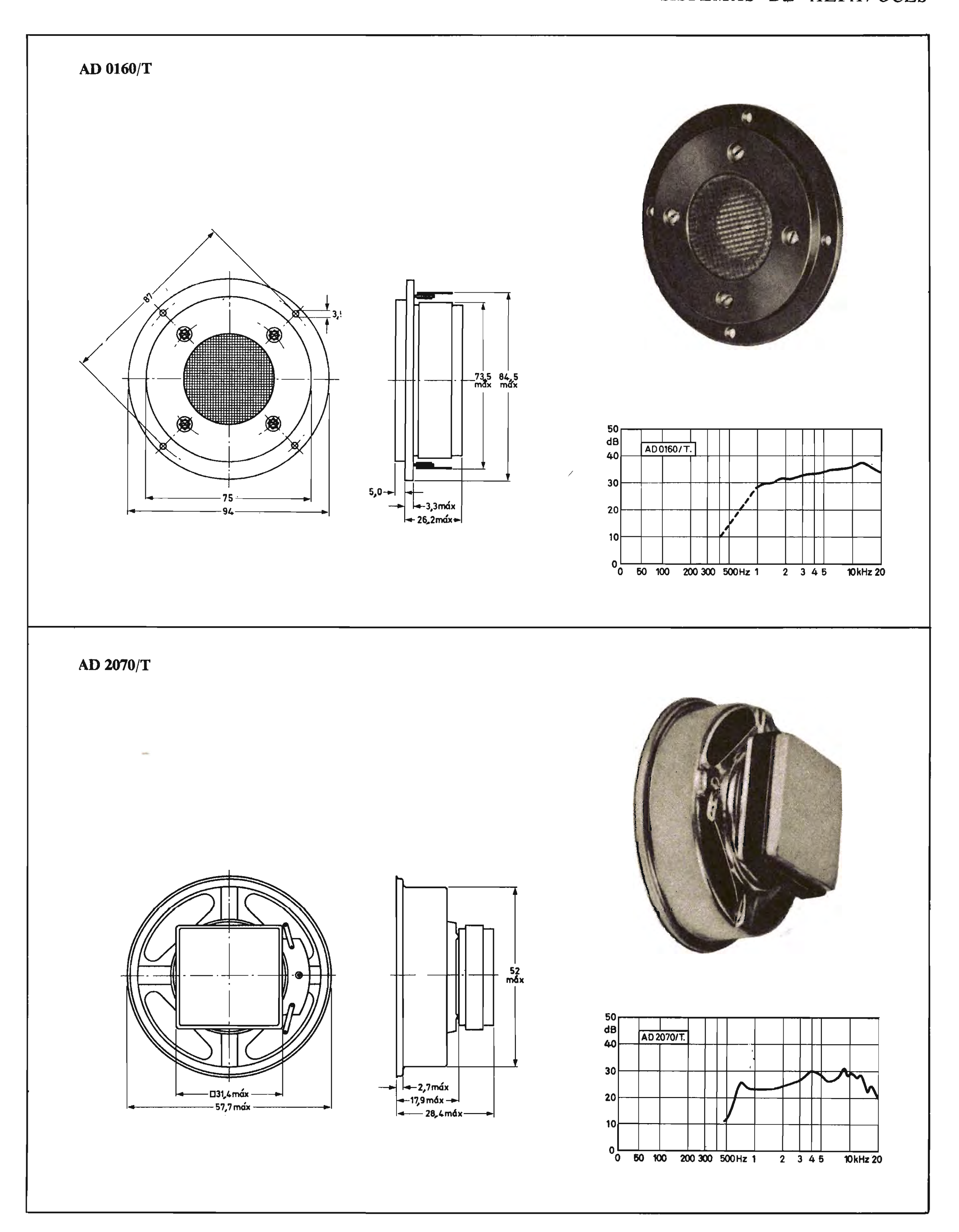
Bafle para sistema 12

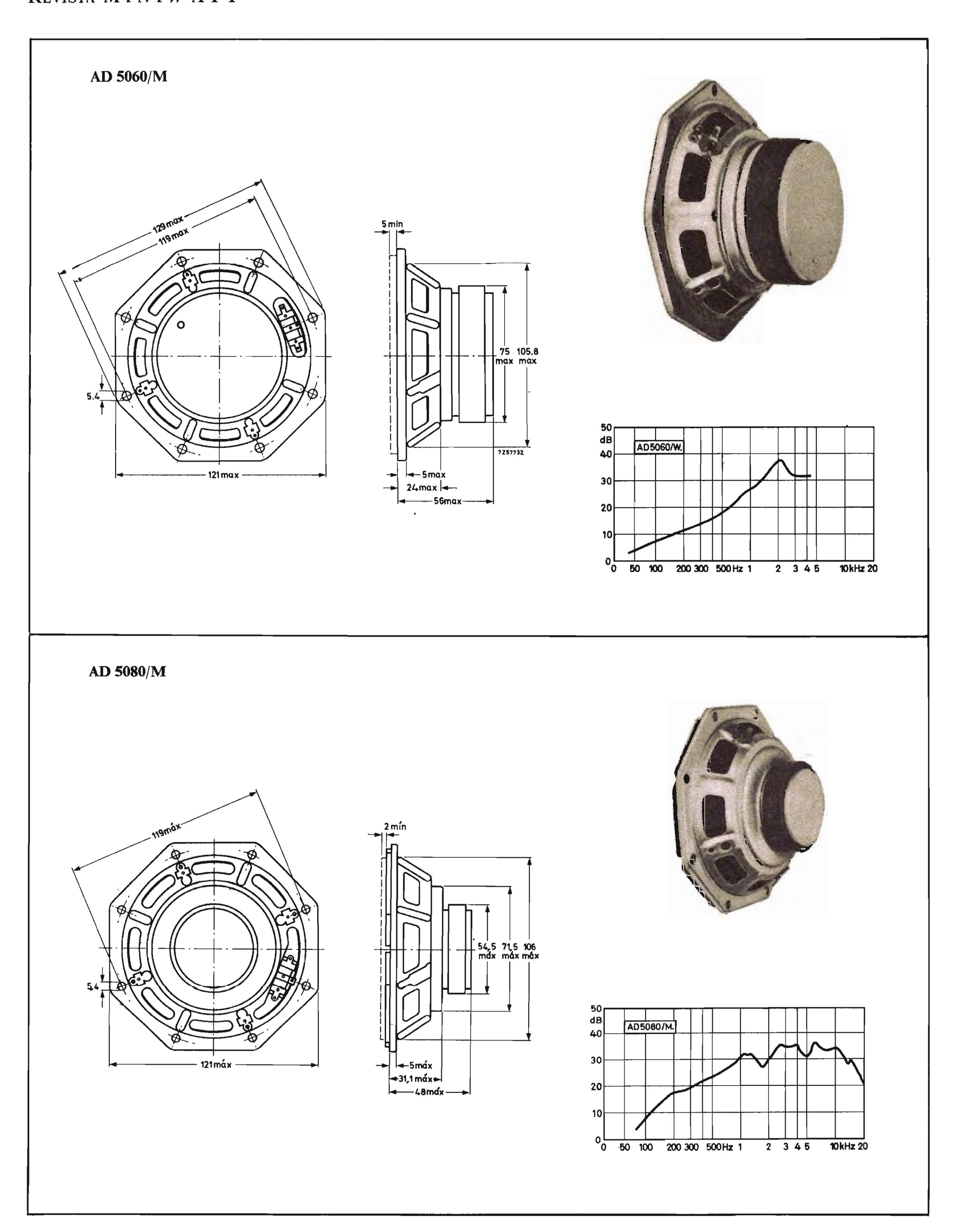


Dimensiones interiores de las cajas acústicas (en milímetros)

Tabla 2. Características de los altavoces

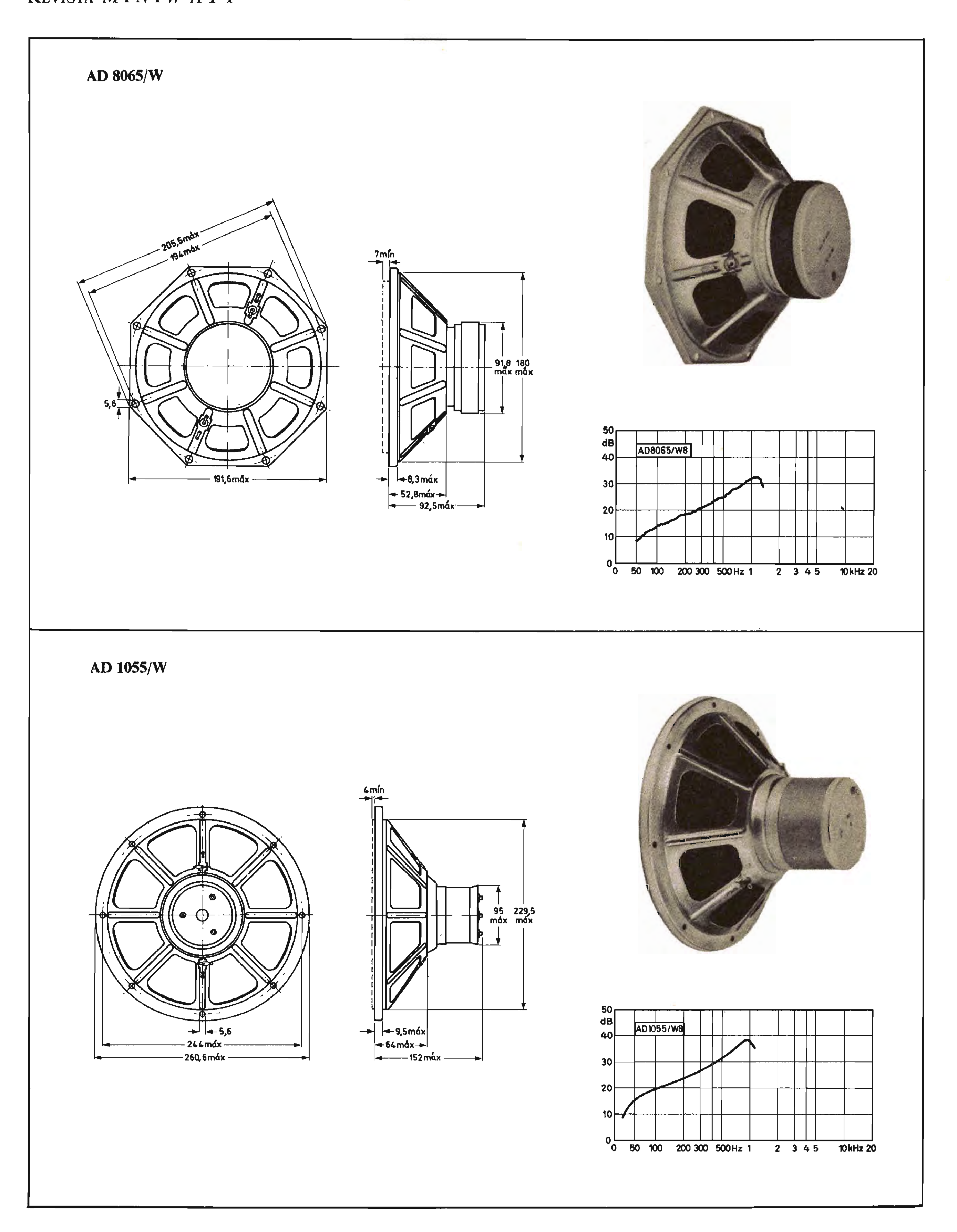
Número de tipo	Diámetro (mm)	Profundidad (mm)	Impedancia (Ω)	Frecuencia de resonancia (Hz)	Flujo total (μWb)	Densidad de flujo (mT)
AD0160/T4	43	27	4	1000	270	1200
AD0160/T8			8			
AD2070/T8	58	29	8	800	69	690
AD5060/W4	129	56	4	50	390	930
AD5060/W8			8			
AD5080/M4	121	48	4	130	180	1000
AD5080/M8			8			
AD5780/M4	133 × 183	58	4	100	117	980
AD7065/W8	166	74	8	28	450	960
AD8065/W8	206	93	8	28	450	900
AD1055/W8	261	153	8	20	1300	900
AD1256/W8	315	164	8	19	1210	1070


AD 0160/T
87
3,5
73,5 máx
84,5 máx
75
94
5,0
3,3 máx
26,2 máx
50
dB
40
30
20
10
0
AD 0160/T.
0 50 100 200 300 500Hz 1 2 3 4 5 10kHz 20
AD 2070/T
52 máx
□31,4 máx
57,7 máx
2,7 máx
17,9 máx
28,4 máx
AD 2070/T.
0 50 100 200 300 500Hz 1 2 3 4 5 10kHz 20

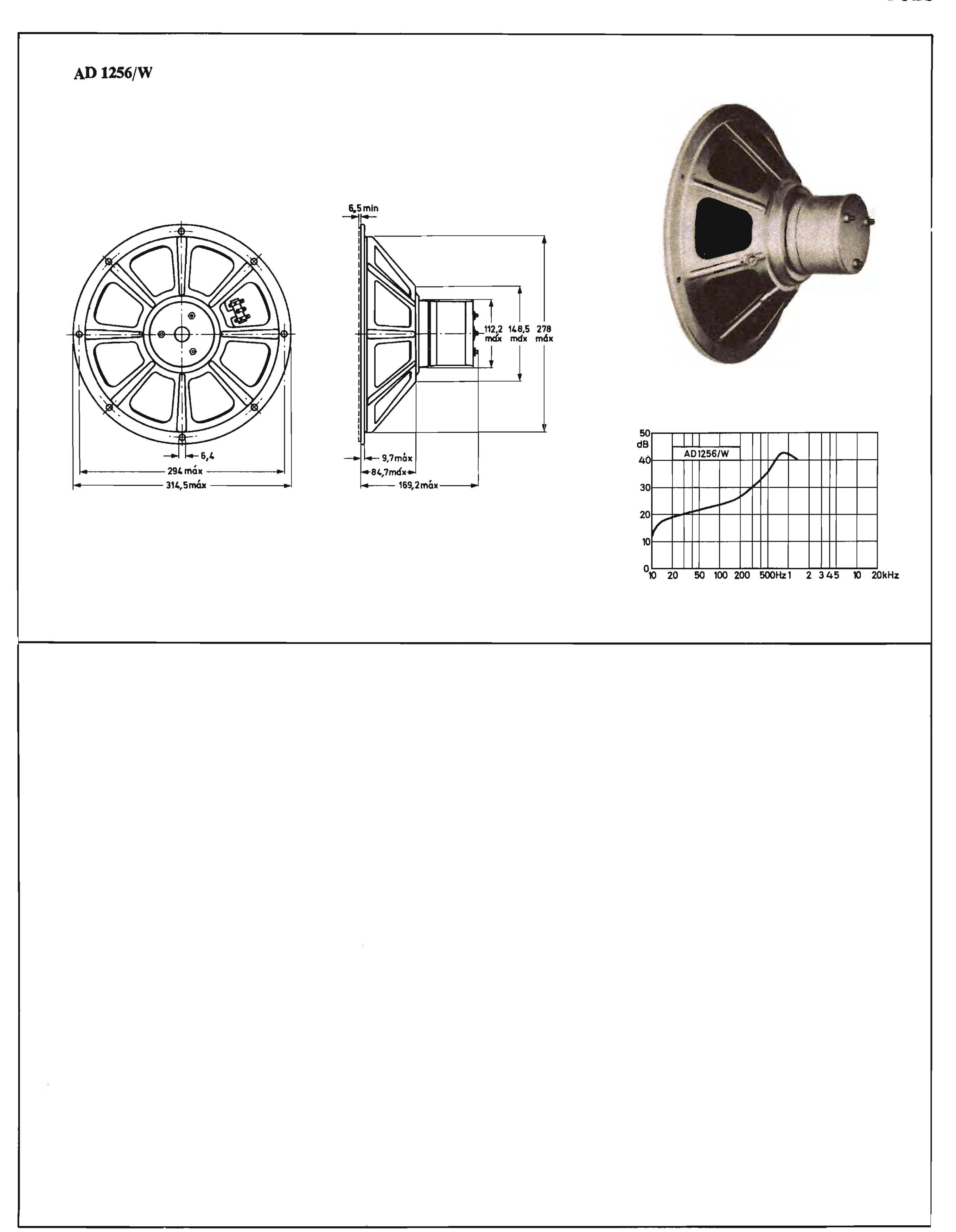

AD 5060/M
129max
119max
5.4
121max
5min
75 max
105.8 max
7Z57732
5max
24max
56max
AD5060/W.
50
dB
40
30
20
10
0
0 50 100 200 300 500Hz 1 2 3 4 5 10kHz 20
AD 5080/M
119máx
5.4
121máx
2mín
54,5 máx
71,5 máx
106 máx
5máx
31,1máx
48máx
AD5080/M.
50
dB
40
30
20
10
0
0 50 100 200 300 500Hz 1 2 3 4 5 10kHz 20

AD 5780/M

AD 7065/W


AD 8065/W
205,5máx
194máx
5,6
191,6máx
7mín
91,8 máx
180 máx
8,3máx
52,8máx
92,5máx
50 dB 40 30 20 10 0
AD8065/W8
0 50 100 200 300 500Hz 1 2 3 4 5 10kHz 20
AD 1055/W
5,6
244máx
260,6máx
4mín
95 máx
229,5 máx
9,5máx
64máx
152máx
50 dB 40 30 20 10 0
AD1055/W8
0 50 100 200 300 500Hz 1 2 3 4 5 10kHz 20

AD 1256/W


6,5 min
112,2 máx
148,5 máx
278 máx
6,4
294 máx
314,5 máx
9,7 máx
84,7 máx
169,2 máx
50 dB
40
30
20
10
0
AD 1256/W
10 20 50 100 200 500Hz 1 2 3 4 5 10 20kHz

PREMIOS

«CURSOS TECNICOS PROGRAMADOS»

Por Ediciones PARANINFO de Madrid y PHILIPS IBERICA, S. A. E., ha sido convocado un concurso con miras a fomentar la investigación española y el desarrollo de modernos métodos de enseñanza.

A continuación, ofrecemos un **extracto** *de las bases por las que se regirá la concesión de estos premios «Cursos Técnicos Programados».*

Se premiarán los mejores originales, que basados y redactados según las normas del sistema pedagógico de «enseñanza programada», se presenten de las siguientes especialidades:

- **INICIACION A LA TV EN COLOR.**
- **SOLDADURA ELECTRICA.**
- **AUTO - RADIO (REPARACION - INSTALACION).**
- **FUNDAMENTOS DE LA CONMUTACION ELECTRICA.**
- **EL OSCILOGRAFO EN TELEVISION.**
- **RADIO CON TRANSISTORES.**
- **RADAR.**
- **PRINCIPIO DE SERVOMECANISMOS.**
- **CURSO BASICO DE TRANSISTORES.**
- **LUMINOTECNIA.**

Para cada uno de los diez temas antes señalados, se establece un premio de 50.000 Ptas.

Además de los temas citados, se aceptarán también y premiarán otros temas, ligados con las especialidades mecánica, eléctrica y electrónica.

Los autores de las obras premiadas percibirán, además de las 50.000,— Ptas. en metálico, el diez por ciento de derechos de autor, tanto en primeras ediciones como en sucesivas.

Se presentarán los originales en sobre cerrado, con indicación de lema que los identifique. En sobre aparte se indicará en el exterior este mismo lema, y en el interior, nombre, apellidos y dirección habitual. Este sobre no será abierto más que en el caso de que el original resulte premiado.

El plazo para la presentación de originales finalizará el día 30 de septiembre de 1970. Los originales deberán remitirse por correo certificado o mediante entrega personal a EDICIONES PARANINFO, calle Magallanes núm. 21, Madrid - 15, indicando claramente «PARA EL PREMIO CURSOS TECNICOS PROGRAMADOS». Editorial PARANINFO acusará recibo asimismo mediante cartas certificadas o recibo personal.

El original tendrá aproximadamente una extensión de unos 250 folios mecanografiados a dos espacios, extensión independiente de las fotografías, dibujos, esquemas y demás ilustraciones que el autor incorpore al texto.

Los originales seleccionados serán publicados por Ediciones PARANINFO, dentro de la colección que a tal fin se crea «PHILIPS — ORIENTACION EDUCATIVA».

El fallo del jurado, será dado a conocer el día 21 de diciembre de 1970, como máximo.

El texto íntegro de esta convocatoria, así como toda clase de aclaraciones, deben ser solicitadas a Editorial PARANINFO, Magallanes, 21. - Madrid - 15,

CEBADOR ELECTRÓNICO

por Federico Bonnin
Laboratorio de Aplicaciones Profesionales

En el presente trabajo se describe un dispositivo electrónico que sustituye al cebador convencional para tubos fluorescentes. Con su empleo se consigue un cebado casi instantáneo utilizando reactancias normales, sin necesidad de otras reactancias especiales. Se consigue, además, una duración más elevada del tubo debido a la menor utilización de sus filamentos.

Introducción

El cebador convencional para tubos fluorescentes consiste en un par de electrodos, uno de los cuales o ambos están formados por una lámina bimetálica y encerrados en una ampolla que contiene un gas noble a baja presión.

La lámina bimetálica consta de dos láminas de coeficientes de dilatación térmica muy dispares, íntimamente unidas entre sí, o sea, formando una sola lámina. Dicho elemento, al ser calentado, se deforma acusadamente combándose de forma que puede ponerse en contacto eléctrico con otro electrodo similar o estable.

Tal es la construcción de un cebador. La fuente de calor cápaz de producir la unión de los electrodos es la disipación de energía producida por la descarga luminiscente de un gas, bajo tensión eléctrica entre los electrodos.

O sea, si se aplica una tensión adecuada a un cebador, entre los dos electrodos internos se establece una descarga gaseosa que los calienta y deforma hasta ponerlos en contacto. En este momento, cesa naturalmente la descarga. Tan pronto como la inercia térmica del conjunto lo permite, el contacto se abre y se inicia de nuevo el ciclo. En otras palabras, se comporta como un oscilador de muy bajo período.

En un montaje convencional, se utiliza el cierre del cebador para calentar los filamentos del tubo fluorescente y la extracorriente de la reactancia en el momento de su apertura para establecer la des-

carga. El impulso de tensión que se consigue de esta forma puede alcanzar varios miles de voltios dependiente de la corriente de la red en dicho momento de apertura del contacto del cebador.

El gas de relleno de dicho cebador es de tal naturaleza que se establece la descarga a las tensiones de red pero no a las tensiones de caída en un tubo encendido, de forma que cesa de funcionar cuando el tubo se ha encendido.

Nota. Hasta aquí se ha descrito el sistema de cebado convencional. Es necesario constatar de nuevo que el proceso es relativamente lento y que el número de intentos de cebado es arbitrario y depende del momento de apertura del cebador, con respecto a la fase de la red en dicho momento.

Descripción

El sistema de cebado que se describe está basado en un principio completamente diferente. Los contactos del cebador son sustituidos por un tiristor que, debido a su naturaleza, puede conducir en un solo sentido.

Cuando el tubo está apagado, si se ceba el tiristor, éste conducirá los semiciclos positivos calentando los filamentos y, al cortarse durante los semiciclos negativos, la tensión de cresta que se genera intenta cebar el tubo. O sea, que el proceso de calentar filamentos e intento de cebar el tubo se efectúa a una frecuencia de 50 Hz. Aunque por una parte los filamentos se calentaran menos al circular por ellos solo medias ondas, y que los picos de tensión para cebar el tubo son más reducidos que el máximo obtenible con un sistema convencional, la repetición del proceso hace que a los pocos ciclos se consiga el cebado con un retraso aparentemente casi nulo.

De la misma forma que en un sistema convencional, el sistema opera mientras el tubo está apagado, y permanece en reposo cuando el tubo está encendido. En este caso, el dispositivo de disparo es el que cesa de operar.

Disparador

El circuito disparador (fig. 1) es un SCS *(silicon controlled switch)* en serie con el circuito de puerta del tiristor. Dicho dispositivo tiene aplicada a su puerta anódica (la puerta catódica no se utiliza en este montaje) a una tensión continua fija proveniente de la rectificación y filtraje de media onda de la red. En cambio en su ánodo aparece la misma tensión presente entre ánodo y cátodo del tiristor, que corresponde a la red reducida por un divisor resistivo. Tan pronto como la tensión (en su forma sinusoidal) alcanza la tensión de la puerta anódica, el dispositivo conduce cebando el tiristor. El tiristor permanece cebado hasta que la corriente a través de él llega a cero, en cuyo momento se desceba. Por su parte el SCS se desceba tan pronto como se ceba el tiristor.

Al descebarse éste, como la carga del tiristor es prácticamente inductiva, la tensión de red será máxima y aparecerá un pico de tensión inversa entre ánodo y cátodo y en los extremos del tubo (oscilograma *a)*, capaz de cebar el tubo [1]. La red *RC* en paralelo evita que la pendiente de subida de dicha tensión inversa pueda ser peligrosa para el tiristor y le imprime, a su vez, una oscilación amortiguada entre ella y la inductancia presente.

Como sea que dicha oscilación tiene un período de 1 ms aproximadamente, si la reactancia tiene excesivas pérdidas a esta frecuencia, la tensión de pico que se produce no asciende a 500 voltios (oscilograma *a)*, y no se produce el cebado del tubo.

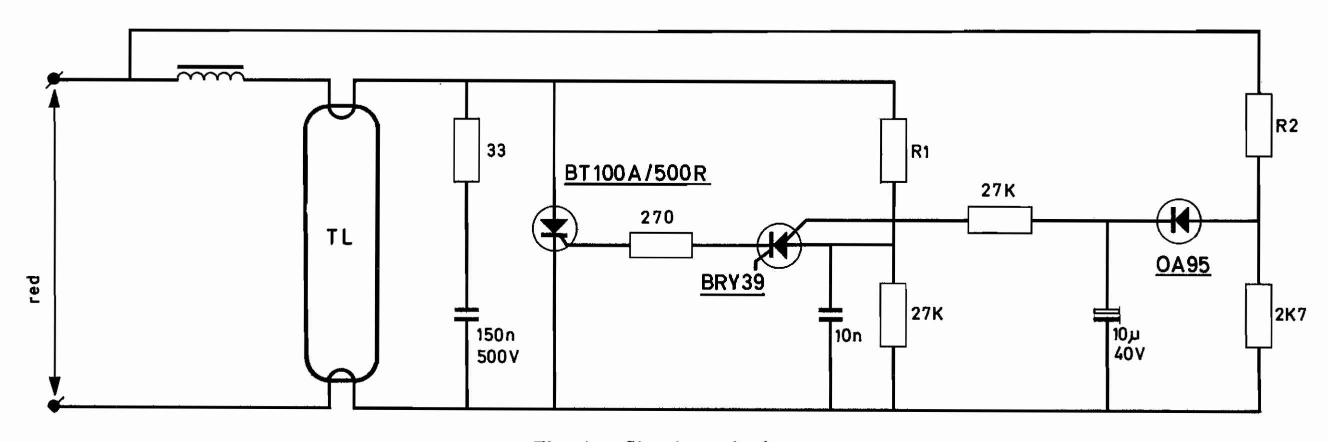
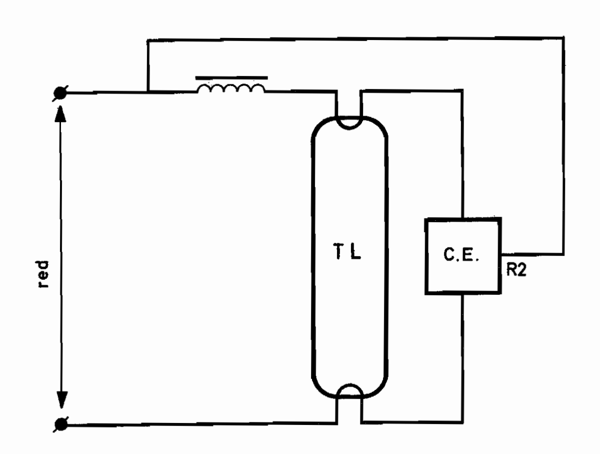


Fig. 1. Circuito cebador



tubo W	red V: 127		red V: 220	
40	B	B	470K	47K
20	270K	27K	270K	47K
15	220K	27K	220K	47K
14	180K	27K	180K	47K
	R1	R2	R1	R2

Fig. 2. Montaje A

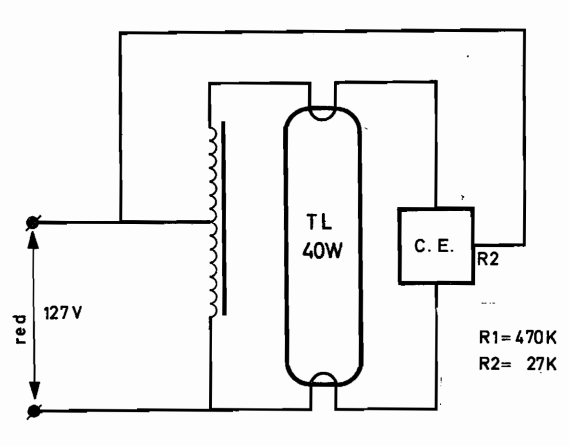


Fig. 3. Montaje B

Por esta razón, reactancias relativamente antiguas con hierro malo y aislamientos a base de betún (*«Chaterton»*) no pueden emplearse con cebador electrónico. Las reactancias actuales con hierro de buena calidad y aislamientos de poliéster producen un cebado seguro sin parpadeos en tiempos de alrededor de una décima de segundo.

Naturalmente, cuando el tubo se ha cebado ya, la tensión ánodo-cátodo del tiristor cae a un valor inferior al de red y tiene una forma de onda clásica de los tubos de descarga (oscilograma *b),* que es, a su vez, incapaz de producir el disparo del SCS. Entonces, el conjunto del cebador permanece inactivo.

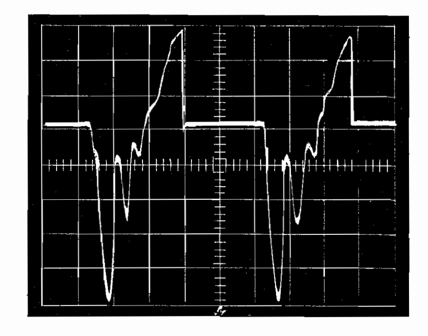
Puesto que el disparo del SCS se efectúa, como se ha visto, por comparación de dos tensiones provenientes ambas de la red, el cebador se comporta bien a tensiones de red variables, cosa que no sucede con un cebador convencional cuya tensión de ignición permanece invariable dependiente de la naturaleza y presión de su gas de relleno.

Por otra parte, al funcionar los filamentos a media onda durante un tiempo estrictamente necesario, dichos filamentos duran mucho más tiempo que en un montaje clásico. El cebador, por tanto, es muy adecuado en aquellas instalaciones, donde se enciende y apaga el tubo muchas veces a lo largo del día. El alumbrado doméstico es un caso muy típico de esto. En él la duración del tubo, aparte su seguridad y la utilidad del encendido rápido, compensa su precio más elevado.

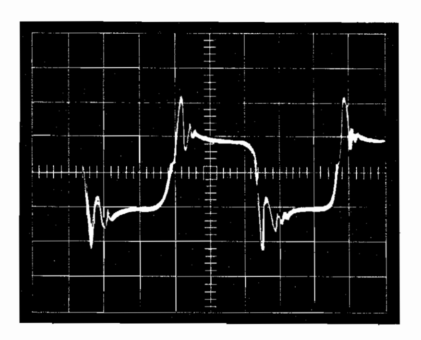
El resto de oscilogramas no citados incluyen otros puntos del circuito y ayudarán a comprender el funcionamiento del sistema.

En las figuras 2 y 3 se incluyen los montajes a utilizar y las tablas adjuntas, con tensiones de red de 127 a 220 voltios y con tubos de diferentes potencias.

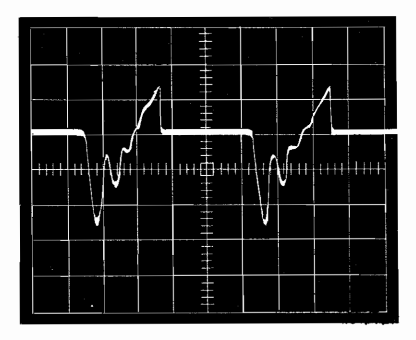
(1) Como el tiristor no es un interruptor perfecto se desceba a una corriente no nula, aunque pequeña. Dicha corriente I_H (corriente mínima de mantenimiento), al bajar bruscamente a cero, producirá una extra-tensión de apertura. Dicha extra-tensión se sumará al valor de pico de la red existente en el mismo momento, dando un pico de unos 500 voltios.



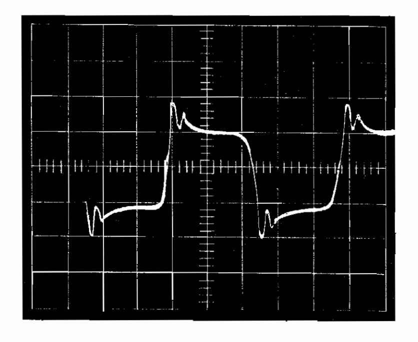
a) Anodo-cátodo tiristor con el tubo sin cebar (sensib. vertical: 100 V/div.)



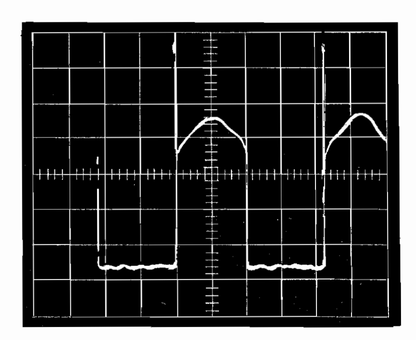
b) Anodo-cátodo tiristor con el tubo cebado (sensib. vertical: 100 V/div.)



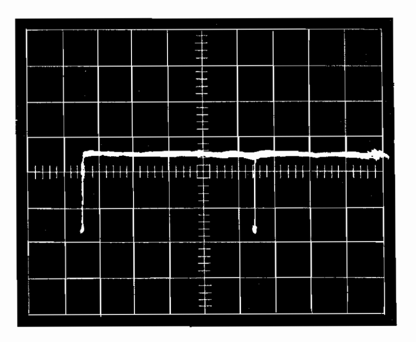
c) Extremos condensador 10 nF, tubo sin cebar (sensib. vertical: 10 V/div.)



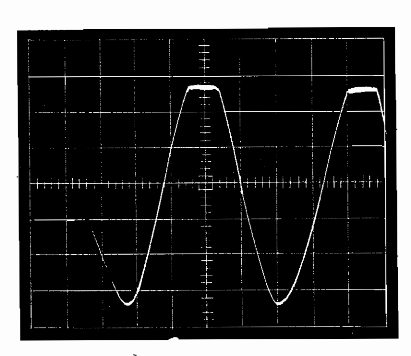
d) Extremos condensador 10 nF, tubo cebado (sensib. vertical: 5 V/div.)



e) Cebador-cátodo del tiristor, tubo sin cebar (sensib. vertical: 0,2 V/div.)



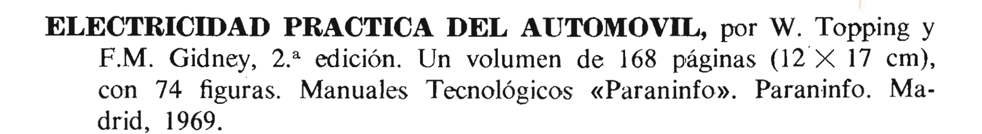
f) Puerta SCS y común, tubo sin cebar (sensib: vertical: 5 V/div.)



g) Anodo diodo-común (sensib. vertical: 5 V/div.)

LIBROS





ELECTRICIDAD PRACTICA DEL AUTOMOVIL, por W. Topping y F.M. Gidney, 2.ª edición. Un volumen de 168 páginas (12 × 17 cm), con 74 figuras. Manuales Tecnológicos «Paraninfo». Paraninfo. Madrid, 1969.

Se trata de un manual práctico sobre el equipo eléctrico del automóvil, destinado a servir de ayuda en la localización y remedio de las averías que pueden aparecer en los vehículos de motor.

A la par que unas explicaciones teóricas sobre el sistema eléctrico del automóvil, se dan las bases para las soluciones prácticas de los problemas más corrientes y su rápida localización.

Las pruebas eléctricas descritas pueden ser realizadas por cualquiera a base de una lámpara ordinaria de inspección que tenga la misma tensión que la batería, lo cual quiere decir que dichas pruebas pueden efectuarse con el mínimo de equipo y sin necesidad de medidores eléctricos caros.

A lo largo de los trece capítulos se va estudiando cada uno de los componentes del sistema eléctrico del automóvil: baterías, dinamos, disyuntor, sistemas de carga, sistemas de encendido, motores de arranque, alumbrado y cruce, bocinas, indicadores de dirección, limpiaparabrisas, lámparas y demás elementos auxiliares. En el último capítulo se describe el sistema completo de conexionado y se dan unas instrucciones generales para la rápida localización de averías.

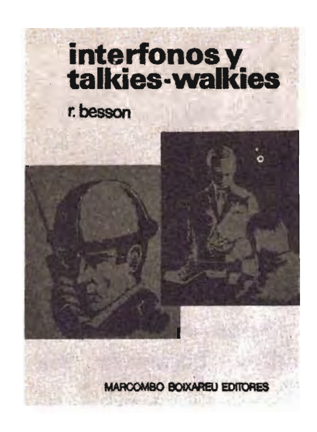


CIRCUITOS IMPRESOS (FABRICACION), por Hans Sutaner. Un volumen de 132 páginas (12 × 17 cm), 49 figuras. Colección Electrónica Práctica, n.º 15/16. Marcombo, S. A. Barcelona, 1969.

En los aparatos electrónicos, el cableado convencional ha desaparecido casi por completo y ha sido suplantado por los circuitos impresos, con todas las ventajas que esta técnica aporta. El empleo de placas de conductores garantiza unas propiedades eléctricas uniformes, una gran rapidez de montaje y una notable facilidad de reparación. Además, el empleo de circuitos impresos ha conducido al desarrollo de procesos de automatización en la fabricación de equipos electrónicos.

Realizados los primeros circuitos impresos en 1906 por los norteamericanos Edison y Sprague, su utilización tomó auge en Norteamérica durante el período de entreguerras y se introdujo en Europa una vez finalizada la Guerra Mundial.

En este libro se pretende dar una visión de conjunto sobre el estado actual de esta técnica, sus ventajas, los problemas de la construcción de los cableados impresos, la transferencia del cableado, los materiales utilizados, la construcción doméstica de circuitos impresos, la fabricación industrial y el montaje y soldadura de componentes.



INTERFONOS Y TALKIES-WALKIES, por R. Besson. Un volumen de 204 páginas (17 × 24 cm). Marcombo, S. A. Barcelona, 1970.

Este libro es esencialmente práctico. Después de un breve análisis teórico sobre el fundamento del funcionamiento de los denominados «talkies-walkies» e interfonos y de cada una de sus partes, se describen con detalle los esquemas de realizaciones prácticas y se dan todos los datos necesarios para que el aficionado pueda construirlos por sí mismo.

El libro está dividido en dos grandes partes. La primera de ellas está dedicada a los aparatos «talkies-walkies» y micrófonos de R.F. En la segunda, dedicada a interfonos, se describen interfonos controlados por conmutación manual, intercomunicadores automáticos, «porteros electrónicos», interfonos de R.F. con enlace por la red e interfonos de R.F. con bucle inductivo.

Al escribir este libro, el autor se ha propuesto ofrecer a los técnicos un manual práctico sobre dichos aparatos, y lo ha bien conseguido...



ELECTRONICA CON EXPERIMENTOS (COMPONENTES), por E.T. Glas. Un volumen de 300 páginas (16 × 22 cm). Biblioteca Técnica Philips. Paraninfo. Madrid, 1969.

En este libro, la exposición de las teorías electrónicas se apoyan en la experimentación, lo que es de gran utilidad, tanto para los estudiantes que siguen cursos en centros de enseñanza, como para los autodidactas que estudian electrónica por afición.

Este volumen está dedicado al estudio de las características y funcionamiento de los componentes electrónicos: válvulas electrónicas, transistores, resistores, condensadores, transformadores y demás componentes, así como de los circuitos sencillos que pueden obtenerse con dichos componentes. La exposición teórica viene reforzada por la experimentación y por numerosos ejercicios, que permiten una fácil asimilación de los principios expuestos. Por su desarrollo, su forma de manejar el tema y la amplitud de las pruebas presentadas, esta obra será de gran interés para todos los estudiantes de electrónica y de sus aplicaciones.



ELEMENTOS DE RADIO REPARACION, por W. Marcus y A. Levy. Un volumen de 440 páginas (19,5 × 24 cm), 6.ª edición. Marcombo, Sociedad Anónima. Barcelona, 1970.

Este libro constituye una nueva edición de una obra ya clásica en el campo de la reparación de receptores de radio. Como en ediciones anteriores, se exponen las cuestiones teóricas de forma elemental, solamente como medio para que el reparador pueda llevar a cabo satisfactoriamente su labor. Esta edición ha sido puesta al día con la adición de nuevos capítulos, tales como los dedicados a instalaciones gramofónicas de alta frecuencia, receptores estereofónicos, multiplexado, receptores portátiles de radio, receptores para automóvil, etc.

Este libro representa, evidentemente, uno de los tratados más completos dedicados al servicio de la radio. Aunque en su mayor parte se refiere a equipos con válvulas electrónicas, los principios expuestos son aplicables y válidos para la reparación de los receptores transistorizados y será de utilidad para los reparadores de toda clase de receptores de radio.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A

REVISTA MINIWATT - Copresa

BALMES, 22 - ***BARCELONA - 7***


REVISTA "Miniwatt"
18 Pts.
Vol. 9 - Núm. 5

SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES (UNIDADES S.I.)

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	grado Kelvin	°K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián (radiante)	rad	
Angulo sólido	estereorradián (estereorradiante)	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	s^{-1}
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo, por segundo		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo, por segundo		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg \cdot m/s^2$
Presión (tensión mecánica)	newton por metro cuadrado		N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/s
Viscosidad dinámica	newton·segundo por metro cuadrado		$N \cdot s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N·m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A·s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Capacidad eléctrica	faradio	F	A·s/V
Flujo magnético	weber	Wb	V·s
Inductancia	henrio	H	V·s/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd·sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminación	lux	lx	lm/m^2

MULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
tera	T	10^{12}
giga	G	10^{9}
mega	M	10^{6}
kilo	k	10^{3}
hecto	h	10^{2}
deca	da	10

SUBMULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
mili	m	10^{-3}
micro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto	a	10^{-18}

REVISTA *Miniwatt*

Revista técnica bimestral dedicada a la Radio, Televisión, Telecomunicaciones, Amplificación, Industria y demás aplicaciones de la Electrónica

DIRECCIÓN: LUIS ROIZ NORIEGA
Doctor Ingeniero de Telecomunicación

REDACCIÓN: JUAN GARRIGA PUJOL
Licenciado en Ciencias

EDITADA POR:
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA" S. A.
Balmes, 22 - BARCELONA - 7

Precio del ejemplar: 18 pesetas
Suscripción anual: 100 pesetas

SETIEMBRE 1970
Vol. 9, Núm. 5

- Introducción a la técnica operacional
  3. El amplificador con realimentación 163
- Diodos rectificadores de silicio
  6. Protección contra sobretensiones transitorias 183
- Amplificadores para sordos con el circuito integrado TAA 370 193
- Libros. 199

* Se autoriza la reproducción total o parcial de los artículos, previa notificación a la redacción de esta Revista y siempre que se mencione íntegramente la procedencia.

* La publicación de cualquier información no presupone renuncia a ningún privilegio otorgado por patente.

Depósito legal: B. 18.387-1961

GRAFESA - Nápoles, 249 — Barcelona

INTRODUCCIÓN A LA TÉCNICA OPERACIONAL

El amplificador con realimentación

Esta parte está dedicada al estudio del amplificador con realimentación. Después de definir la aplicación de realimentación en una unidad operacional, se analizan las características de ganancia, ancho de banda y estabilidad, y, finalmente, los problemas de ecualización. Las consideraciones teóricas vienen completadas con ejemplos prácticos.

3.1. Introducción a la realimentación

El estudio de un amplificador con realimentación plantea muchos problemas comunes a los servosistemas. En efecto, en un amplificador con realimentación β podemos distinguir una referencia o señal de entrada V_i; una función de transferencia $G(p)$ del amplificador sin realimentación, caracterizada por sus polos y sus ceros, o bien, impropiamente, por su curva de respuesta; un retorno de anillo o realimentación V_β; una señal de error ε o diferencia entre referencia y retorno de realimentación (fig. 3.1.1.).

Así pues, al considerar los amplificadores con realimentación negativa nos serviremos de muchas técnicas utilizadas ya en el proyecto y en el análisis de los servosistemas. Entre dichas técnicas, destacamos la del método del lugar de las raíces, la cual permite obtener una visión inmediata del desplazamiento de los polos y de los ceros del anillo en función de las diversas ganancias en anillo cerrado.

Consideremos por ahora la fig. 3.1.1. y supongamos que el amplificador de ganancia G posee únicamente un polo $p = -p_a$ situado sobre el eje real negativo, es decir:

$$G(p) = \frac{G(0)}{1 + p/p_a} \qquad 3.1.1$$

en donde $G(0)$ es la ganancia obtenida en *c.c.* o a muy baja frecuencia.

Si se da inversión de fase entre V_i y V_u, la señal de error será:

$$\varepsilon = V_i - V_\beta \qquad 3.1.2$$

siendo, por tanto, válidas las siguientes expresiones:

$$\varepsilon = -\frac{V_u}{G(p)} \qquad 3.1.3$$

$$V_\beta = -\beta V_u$$

Si sustituimos ahora las expresiones de la fórmula 3.1.3 en la 3.1.2, obtendremos:

$$-\frac{V_u}{G(p)} = V_i + \beta V_u \qquad 3.1.4$$

de donde:

$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{G(p)}{1+\beta G(p)} \qquad 3.1.5$$

Comúnmente, para $G(p) \gg 1$, la expresión anterior se reduce a:

$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{1}{\beta} \qquad 3.1.6$$

Ello significa que, con las condiciones enunciadas anteriormente, la ganancia en anillo cerrado depende solamente de la red de realimentación. Para el caso que se estudia, es decir, cuando se trata de $G(p)$ con un polo únicamente y con una red de realimentación aperiódica, según 3.1.1, la expresión 3.1.5 puede escribirse:

$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{G(0)}{1+\beta G(0) + p/p_a} \qquad 3.1.7$$

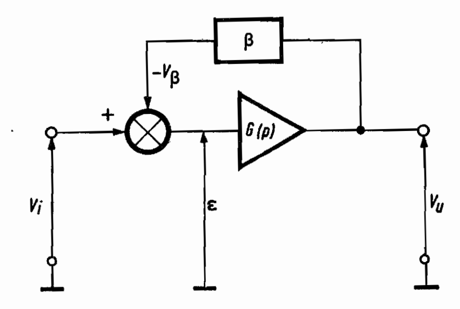


Fig. 3.1.1. Unidad operacional

La función de ganancia del amplificador con realimentación (3.1.7) contiene todavía un polo que viene dado por la solución de la ecuación característica, es decir, de la ecuación que se obtiene al anu-

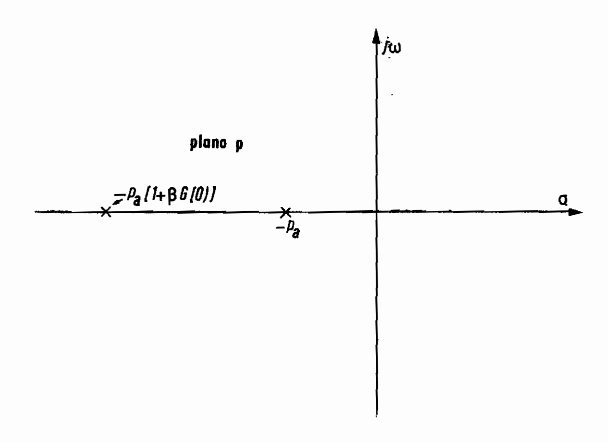


Fig. 3.1.2. Plano complejo σ, jω.

larse el denominador de la función de ganancia. En ese caso, la solución será:

$$p = -p_a \; [1 + \beta G(0)] \qquad 3.1.8$$

de donde resulta que el polo original del amplificador ha sido «trasladado» hacia las frecuencias elevadas por el factor multiplicativo $[1 + \beta G(0)]$. Esto significa que la banda de paso del amplificador ha sido aumentada por el mencionado factor (fig. 3.1.2). Sin embargo, como se ve en la expresión 3.1.7, dicha banda disminuye por el mismo factor. Todo lo dicho se comprenderá mejor si hacemos $p = j\omega$ ya que éste es el caso de la respuesta de frecuencia convencional.

En la figura 3.1.3 volvemos a encontrar este caso con algunos valores explicativos.

Las modificaciones de la característica original, introducidas por el factor $[1 + \beta G(0)]$, afectan, en la realidad, no sólo a la anchura de banda y a la ganancia en anillo cerrado, sino también a la esta-

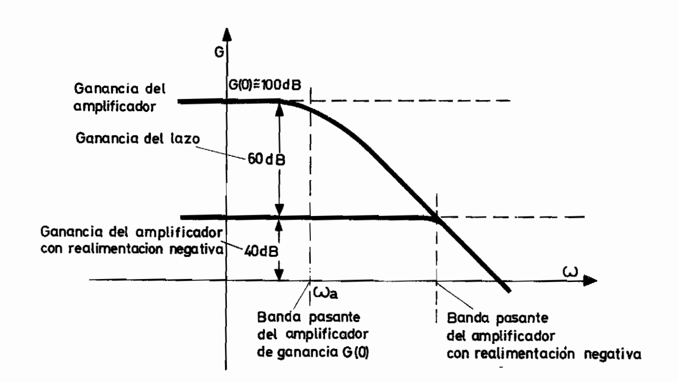


Fig. 3.1.3. Curva de respuesta de un amplificador con y sin realimentación negativa

bilidad de la ganancia, la impedancia de entrada y la de salida.

Por lo que se refiere a la estabilidad de la ganancia, después de diferenciar la expresión 3.1.5 respecto a $G(p)$, se puede escribir:

$$\frac{dV_u/V_i}{V_u/V_i} = -\frac{1}{1+\beta G(p)} \cdot \frac{d\,G(p)}{G(p)} \quad 3.1.9$$

Como se puede observar en esta última relación, las variaciones relativas de ganancia en anillo cerrado vienen dadas por las variaciones de ganancia del amplificador sin realimentación, divididas por el «factor de realimentación» $[1 + \beta\ G(p)]$. Del mismo modo, las impedancias de entrada y de salida del amplificador sin realimentación se ven influenciadas por dicho factor.

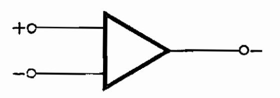


Fig. 1.4. Amplificador operacional con entrada diferencial y salida única

Por lo que se refiere a la impedancia dinámica de salida del amplificador con realimentación, puede verse fácilmente que es aproximadamente $[1 + \beta\ G(p)]$ veces menor que la del amplificador sin realimentación, ya que en todos los casos nos hallamos en presencia de una realimentación del tipo paralelo o de tensión, en el lado de la salida.

Por otra parte, la realimentación en el lado de la entrada de un amplificador diferencial puede ser aplicada de modo distinto. Si se observa que necesariamente entre uno de los terminales de entrada de la estructura diferencial y la salida única existe inversión de fase (fig. 3.1.4), la red de realimentación se conectará entre el terminal de salida y el terminal de entrada marcado con +. El generador del que proviene la señal puede conectarse al terminal de entrada + o al −. Se demuestra que en los dos casos la impedancia de entrada del amplificador sin realimentación resulta aproximadamente dividida o multiplicada por $[1 + \beta\ G(p)]$, respectivamente, puesto que en el primer caso nos encontramos frente a una realimentación de tipo paralelo o de tensión, mientras que en el segundo caso la realimentación es del tipo serie o de corriente. Es decir, en el primer caso la impedancia de entrada tenderá a anularse para valores elevados de $[1 + \beta\ G(p)]$, mientras que en el segundo caso dicha impedancia aumentará hasta varias decenas de megohmios como la impedancia de entrada del amplificador sin realimentación (ver figuras 3.1.5 y 3.1.6, respectivamente).

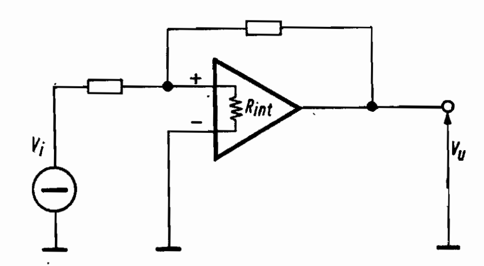


Fig. 3.1.5. Montaje operacional con realimentación en paralelo respecto a la señal de entrada

Es muy importante tener presente que todas las expresiones anteriores contienen el parámetro G en función de p. Para $p = j\omega$ es evidente que el factor $[1 + \beta\ G(j\omega)]$ es constante sólo dentro de la banda pasante del amplificador sin realimentación. Fuera de la misma puede ser necesario hacer el cálculo de dicho factor para las distintas frecuencias, ya que todos los parámetros característicos de un amplificador con realimentación negativa están influenciados por este factor.

Para resumir, diremos que la realimentación negativa proporciona las siguientes ventajas a un amplificador:

— estabilización de la ganancia
— aumento de la banda de paso
— modificación de las impedancias de entrada y de salida.

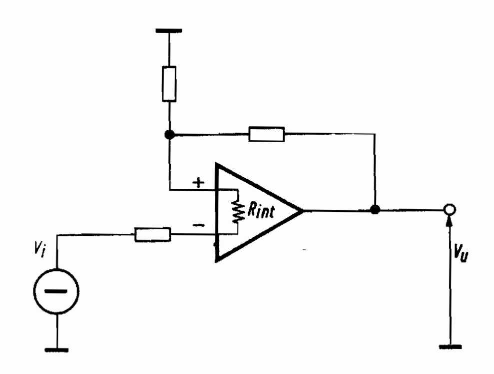


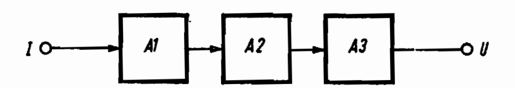
Fig. 3.1.6. Montaje operacional con realimentación en serie respecto a la señal de entrada

3.2. Ganancia, banda y estabilidad (Método de las raíces)

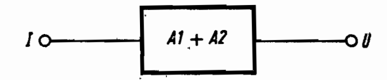
Esta sección se relaciona con la 2.5, relativa al amplificador sin realimentación, de la cual toma los resultados para llegar a expresiones que son útiles para el análisis del amplificador con realimentación negativa, de modo que se pueda prever el funcionamiento en régimen permanente senoidal y en régimen transitorio. En este caso se ha recurrido al concepto del «lugar de las raíces» bien conocido por todos aquellos que estudian los servosistemas de tipo principalmente lineal.

Es preciso mencionar aún que las funciones de transferencia simple pueden agruparse entre sí de muy distintos modos, aunque todos ellos son reducibles a uno de los tres casos siguientes:

a) funciones de transferencia en serie o en cascada:



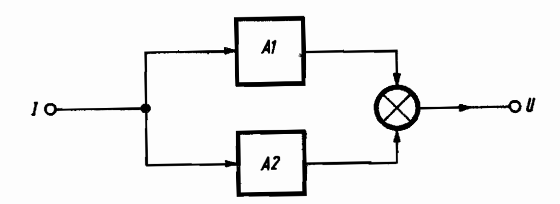
equivalentes a:



para las cuales vale la relación:

$$U/I = A_1 A_2 A_3 \qquad 3.2.1$$

b) funciones de transferencia en paralelo:



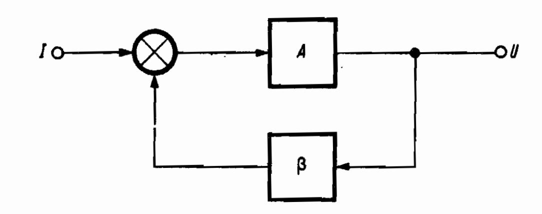
equivalentes a:



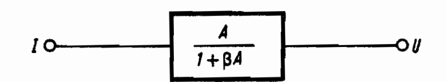
por las cuales se obtiene:

$$U/I = A_1 + A_2 \qquad 3.2.2$$

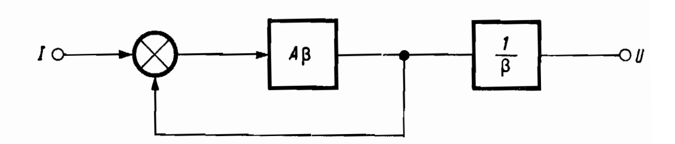
c) funciones de transferencia en realimentación:



equivalentes a:



o bien,



para las que es válida la siguiente relación

$$U/I = A/(1 + \beta A) \qquad 3.2.3$$

Los sistemas más complicados son, por tanto, combinaciones de estos tres casos fundamentales. En efecto, un amplificador en anillo cerrado pertenece al tipo *(c)*; el amplificador con chopper más completo es una composición de funciones de transferencia de los tipos *(a)*, *(b)* y *(c)*, mientras que los amplificadores con vía directa de transmisión *(feed-forward)* son combinaciones de los tipos *(b)* y *(c)*. Ya que estamos considerando los amplificadores con el anillo de realimentación cerrado, diremos que todos los ejemplos anteriores se pueden reducir de algún modo al caso *(c)*.

Estos sistemas fundamentales pueden ser analizados mediante el método del lugar de las raíces, el cual permite verificar la estabilidad del amplificador con realimentación en todas las condiciones de ganancia en anillo cerrado utilizando la ecuación característica del amplificador que se ha enunciado anteriormente.

Prácticamente, las raíces de la ecuación característica, situadas en el plano complejo (σ, $j\omega$), asumen posiciones distintas sobre dicho plano al variar la ganancia del anillo [$\beta(0) \quad G(0)$] y, por tanto, en definitiva, la ganancia del amplificador con realimentación. Ahora bien, si estas raíces se hallan en semi-

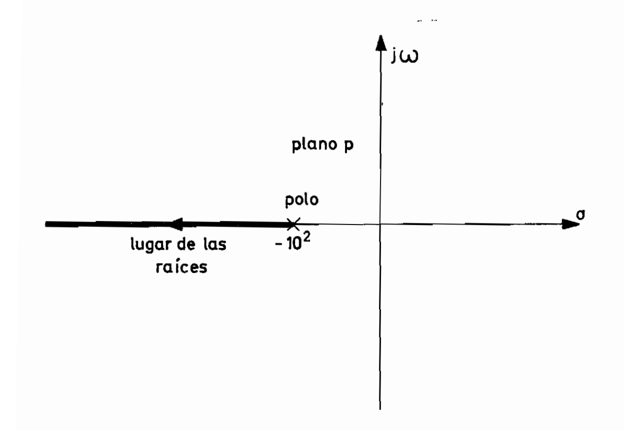
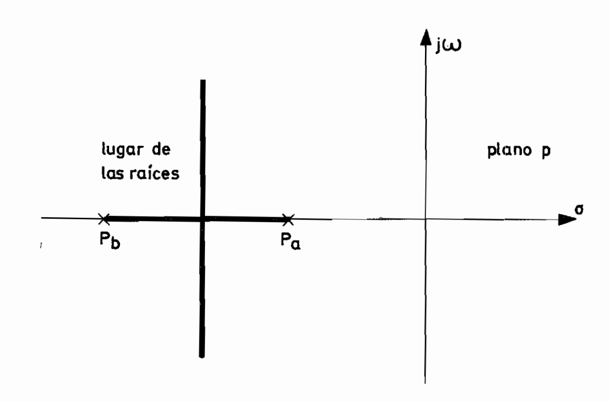


Fig. 3.2.1. Lugar de las raíces de un solo polo real

plano *p* derecho para un cierto valor del producto [*β (0)* · *G (0)*], el amplificador es inestable.

Como se verá, la construcción del lugar de las raíces, a partir de la ecuación característica de un amplificador con red de realimentación, puede realizarse mediante reglas muy simples.

Basándose en el gráfico del lugar de las raíces, pueden añadirse redes de ecualización en el interior del amplificador o bien en la vía de realimentación, garantizando así la estabilidad del propio amplificador.



3.2.2. Lugar de las raíces de dos polos reales

Ya hemos dicho anteriormente que el único polo del amplificador experimenta un «cambio» de cantidad [1 + *β (0)* · *G (0)*], a causa de la realimentación negativa. Si consideramos *G (0)* constante, nos interesa mucho saber cómo se desplazan los polos del amplificador según los distintos valores de *β (0)*, siendo este valor inversamente proporcional a la ganancia del amplificador con realimentación.

A este respecto, podemos anticipar que en el caso de existir uno o dos polos únicamente en el anillo de realimentación, el amplificador será siempre estable porque las raíces no se desplazarán nunca al semiplano derecho, aunque, en el segundo caso, la respuesta transitoria puede no ser satisfactoria por presentar un pico amortiguado como respuesta a una excitación en forma de escalón. En ambos casos, el lugar de las raíces se presenta como indican los gráficos de las figs. 3.2.1 y 3.2.2, pues ha variado [1 + *β (0)* · *G (0)*]. Esto se explicará más adelante al indicar las reglas necesarias para la construcción del lugar de las raíces.

Como puede observarse en el gráfico de la figura 3.2.3, resulta muy distinto cuando el amplificador se caracteriza por tres polos situados sobre el eje real negativo. En ese caso existirá un valor de [1 + *β (0)* · *G (0)*] = *K* para el cual, dos de los polos

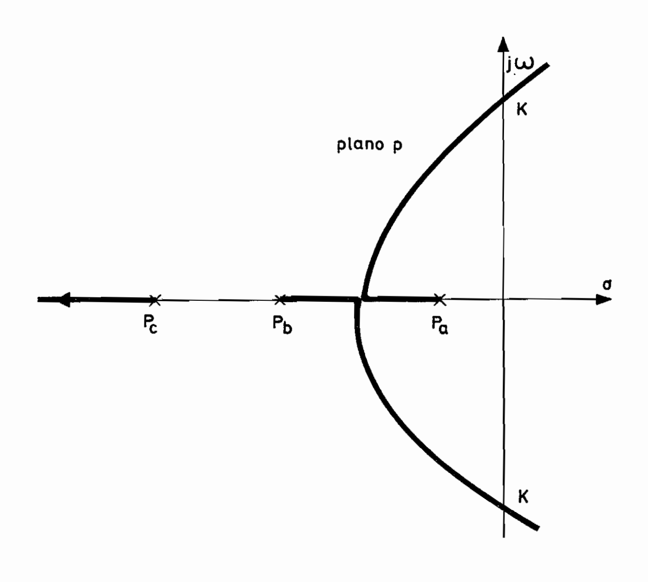


Fig. 3.2.3. Lugar de las raíces de tres polos reales

se hallarán sobre el eje imaginario y con tendencia a desplazarse hacia el semiplano derecho al aumentar [1 + *β (0)* · *G (0)*].

Tras esta breve premisa, recordemos también que cada punto de plano *p* se caracteriza por una oscilación amortiguada o creciente con factor de amortiguamiento positivo o negativo y cuya frecuencia de oscilación varía entre los límites $- \infty < 0 < + \infty$, según sea el punto considerado. El hecho de encontrarse sobre el eje real negativo o positivo significa hallarse en presencia respectivamente de una amortiguación o de un acrecentamiento de la señal, más

o menos rápida, proporcional a la distancia al origen, pero sin oscilación. Por el contrario, el hecho de encontrarse sobre el eje imaginario significa que se está en presencia de una oscilación permanente, senoidal pura y de frecuencia tanto más elevada cuanto más se aleja del origen. En resumen, la configuración para los restantes puntos puede verse en la fig. 3.2.4, teniendo en cuenta que el plano es simétrico respecto al eje σ.

En la fig. 3.2.4 resulta evidente que las raíces que se encuentren en el semiplano derecho o sobre el eje $j\omega$ provocan oscilaciones no amortiguadas en el sistema.

Dada una función de transferencia genérica, expresada en la forma normal de los circuitos en anillo cerrado:

$$A(p) = \frac{G(p)}{1 + \beta(p) G(p)} =$$

$$= \frac{G(p)}{1 + F(p)} = \frac{G(p)}{1 + \beta(0) G(0) r(p)} \qquad 3.2.4$$

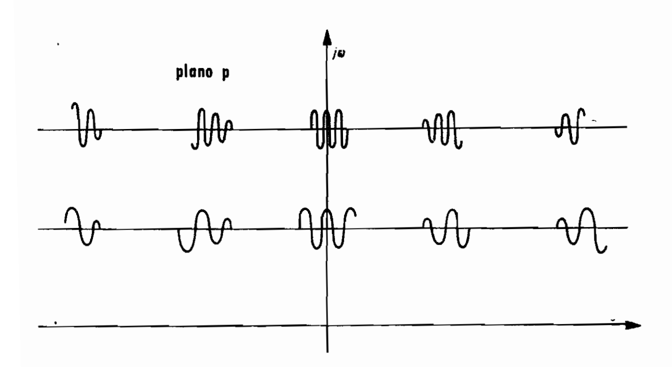


Fig. 3.2.4. Oscilaciones en plano complejo *p*

de donde: $F(p) = F(0)\, r(p)$ y $F(0) = \beta(0)\, G(0)$, en lugar de determinar analíticamente el lugar de los polos que anulan el denominador de *A (p)*, esto es, que hacen infinito *A (p)* en función de las variaciones de $[\beta(0) \cdot G(0)]$, o sea, la ganancia del anillo a la frecuencia nula, se traza dicho lugar según las reglas siguientes:

a) Principio y fin de los lugares de las raíces
Los polos de *A (p)* al aumentar la realimentación negativa pasan de los polos de $[\beta(p)\, G(p)]$ a los ceros de $[\beta(p)\, G(p)]$. Para valores finitos y no nulos de $[\beta(0)\, G(0)]$, los polos de *A (p)* se expresan por la siguiente fórmula:

$$F(0) \cdot r(p) = -1 \qquad 3.2.5$$

en donde *r (p)* es generalmente una relación de polinomios que contiene las frecuencias características de β y de *G*.

Por tanto, se puede decir que al aumentar la realimentación negativa en c.c. y, por tanto, al disminuir la ganancia externa en c.c. del amplificador, el lugar de cada polo de *A (p)* parte de un polo de $[\beta(p)\, G(p)]$ y termina en un cero de $[\beta(p)\, G(p)]$.

Si $[\beta(p)\, G(p)]$ tiene un número de ceros finito e inferior al número de polos finitos, algunos lugares terminan en los ceros situados en el infinito; es decir, para $F(0) = 0$, *A (p)* tiene sus polos únicamente en los de *G (p)* y para $F(0) = \infty$, *A (p)* tiene sus polos sólo en los ceros de $\beta(p)$.

b) Lugar de las raíces sobre el eje real
Las raíces se colocan sobre el eje real a la izquierda de un número impar de puntos singulares (polos + ceros).

c) Todos los segmentos de lugares que se hallan sobre el eje real y entre dos polos o dos ceros deben contener en su interior un punto. En dicho punto el lugar de las raíces abandona el eje real para formar un par de ramas simétricas respecto al eje real, cuyos puntos constituyen pares de raíces complejas conjugadas. El punto en que se encuentran las ramas para abandonar el eje real, se puede obtener del modo siguiente:

- Se toma un punto p_x interior a dichos segmentos.
- Se mide la distancia entre el punto tomado y los polos o los ceros.
- Se iguala la suma de los recíprocos de las distancias entre p_x y los ceros o polos a la izquierda de p_x con la suma de los recíprocos de las distancias de los polos o de los ceros a la derecha de p_x. Estas distancias se toman con signo negativo para los polos y con positivo para los ceros.
- Si las dos sumas no son iguales, se debe elegir otro punto y repetir el cálculo.

d) Los polos y los ceros pueden ser reales ambos, o bien presentarse en pares complejos conjugados. Por eso los gráficos del lugar de las raíces serán simétricos respecto al eje real.

e) Las ramas del lugar de las raíces que tienden al infinito se convierten en asíntotas a semirrectas al formar con el eje real ángulos

$$\frac{(2k+1)\ 180^{\circ}}{n_p - n_z} \quad \text{con } k = 0,\ 1,\ 2... \qquad 3.2.6$$

en donde, n_p y n_z son, respectivamente, el número de polos y ceros finitos de $\beta\ (p) \cdot G\ (p)$, respectivamente. Por tanto, existirán tantas asíntotas como ceros en el infinito.

f) El punto situado sobre el eje real del cual se destacan las asíntotas (centro de gravedad), se expresa de la siguiente forma:

$$CG = \frac{\Sigma\,\text{polos} - \Sigma\,\text{ceros}}{n_p - n_z} \qquad 3.2.7$$

en la que, n_p y n_z tienen el mismo significado anterior, y Σ polos y Σ ceros representan la suma algebraica de las coordenadas de polos y de los ceros respecto al centro de los ejes.

g) Los ángulos iniciales o terminales de los lugares de las raíces de los ceros (polos) complejos conjugados son de 180° más la suma algebraica de los ángulos de todos los demás polos y ceros, si consideramos negativo el signo de todos los ángulos de los ceros (polos).

Si a la luz de las reglas precedentes volvemos a considerar la función de transferencia (2.5.45) en anillo abierto del amplificador de tres etapas, que hemos obtenido en la sección 2.5 y que era:

$$\frac{V_u}{V_i} = G\ (\omega) = \frac{G\ (0)}{(1 + j\omega/\omega)\ (....)\ ....\ (1 + j\omega/\omega_6)}$$

y si consideramos que las tres primeras frecuencias características son significativas, la expresión $V_u/V_i = f\ (p)$ se convierte en:

$$G\ (p) = \frac{7{,}85 \cdot 10^4}{(1 + 1{,}3 \cdot 10^{-5}p)\ (1 + 1{,}41 \cdot 10^{-6}p)\ (1 + 3{,}25 \cdot 10^{-7}p)} \qquad 3.2.8$$

Ahora bien, teniendo en cuenta la expresión 3.1.5, se puede escribir la expresión de la ganancia en anillo cerrado como sigue:

$$A\ (p) = \frac{G\ (p)}{\left[1 + \dfrac{\beta\ (0)\ 7{,}85 \cdot 10^4}{(1 + 1{,}3 \cdot 10^{-5}p)\ (1 + 1{,}41 \cdot 10^{-6}p)\ (1 + 3{,}25 \cdot 10^{-7}p)}\right]} \qquad 3.2.9$$

Mediante esta expresión podemos conocer dónde están situadas las raíces de la ecuación característica, así como el valor de $\beta\ (0)$ que hace inestable al amplificador y la frecuencia a la que oscila el amplificador en aquellas condiciones de ganancia en anillo cerrado.

La ecuación característica puede escribirse del siguiente modo:

$$1 + \frac{7{,}85 \cdot 10^4\ \beta\ (0)}{(1 + 1{,}3 \cdot 10^{-5}\,p)\ (1 + 1{,}41 \cdot 10^{-6}\,p)\ (1 + 3{,}25 \cdot 10^{-7}\,p)} = 0 \qquad 3.2.10$$

que es de la forma:

$$1 + K\frac{N}{D} = 0 \qquad 3.2.11$$

y equivale a:

$$D + KN = 0 \qquad 3.2.12$$

En nuestro caso $N = 1$, y para $\beta\ (0) = 0$, las raíces de la ecuación característica se expresan simplemente por:

$$D = 0 \qquad 3.2.13$$

es decir:

$$p_1 = -7{,}69 \cdot 10^4$$
$$p_2 = -7{,}09 \cdot 10^5 \qquad 3.2.14$$
$$p_3 = -3{,}07 \cdot 10^6$$

Con ayuda de las reglas anteriores se pueden definir ahora los puntos característicos del lugar de las raíces tal como aparecen en su forma definitiva en la figura 3.2.5.

El gráfico del lugar de las raíces se puede completar sabiendo para qué valor de $\beta\ (0)$ corta el eje imaginario y cual es ésta pulsación en la intersección. Estos datos se pueden obtener aplicando el criterio de Routh-Hurwitz. Para ello escribamos la ecuación característica en la forma:

$$5{,}9 \cdot 10^{-18}p^3 + 2{,}3 \cdot 10^{-11}p^2 + 1{,}47 \cdot 10^{-5}p + 1 + 7{,}85 \cdot 10^4 \beta\ (0) = 0 \qquad 3.2.15$$

dividiendo por $5{,}9 \cdot 10^{-18}$ se obtiene:

$$p^3 + 3{,}9 \cdot 10^6 p^2 + 2{,}5 \cdot 10^{12} p + 0{,}17 \cdot 10^{18} + 1{,}33 \cdot 10^{22} \beta\ (0) = 0 \qquad 3.2.16$$

de la cual resulta la siguiente tabla de Routh-Hurwitz:

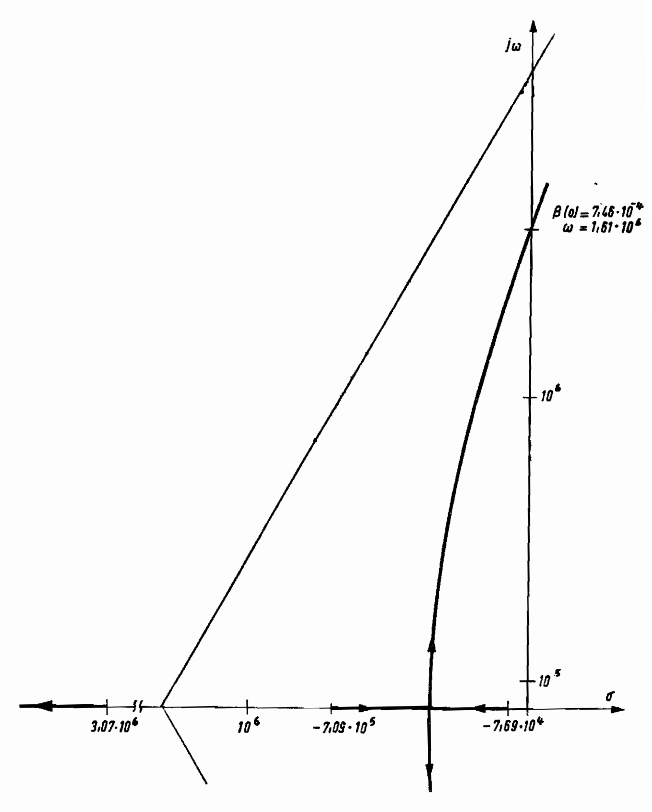


Fig. 3.2.5. Lugar de las raíces del amplificador sin ecualización

p^3	1	$2{,}5 \cdot 10^{12}$
p^2	$3{,}9 \cdot 10^6$	$0{,}17 \cdot 10^{18} + 1{,}33 \cdot 10^{22} \beta\ (0)$
p	$\dfrac{2{,}5 \cdot 10^{12} \times 3{,}9 \cdot 10^6 - 0{,}17 \cdot 10^{18} - 1{,}33 \cdot 10^{22} \beta\ (0)}{3{,}9 \cdot 10^6}$	
1	$1{,}33 \cdot 10^{22} \beta\ (0)$	3.2.17

La línea p se anula para:

$$\beta\ (0) = 7{,}46 \cdot 10^{-4} \qquad 3.2.18$$

Si recordamos que para $[G\ (0)\ \beta\ (0)] \gg 1$, la ganancia en anillo cerrado se aproxima mucho al valor de la expresión 3.1.6, como ocurre en este caso, se puede escribir:

$$A\ (0) \cong \frac{1}{\beta\ (0)} \cong 1{,}34 \cdot 10^3 \qquad 3.2.19$$

El valor de la ganancia externa del amplificador para el que se hace inestable, viene dado por esta última expresión.

Utilizando de nuevo el criterio de Routh-Hurwitz, podemos obtener la frecuencia a la que oscila el amplificador cuando se encuentra en las condiciones de ganancia antes mencionadas. Si consideramos la línea p^2 de la 3.2.17, podemos escribir la ecuación:

$$3{,}9 \cdot 10^6 \, (j\omega)^2 + 0{,}17 \cdot 10^{18} + 1{,}33 \cdot 10^{22} \beta\,(0) = 0 \qquad 3.2.20$$

Resolviéndola con respecto a_ω, se obtiene:

$$j\omega = \pm\, j\, 1{,}61 \cdot 10^6 \qquad 3.2.21$$

que corresponde a una frecuencia:

$$f = \frac{\omega}{2\pi} \cong 256 \text{ kHz} \qquad 3.2.22$$

El cambio del lugar de las raíces queda completamente especificado, como en la fig. 3.2.5.

Evidentemente, el amplificador que se ha estudiado tiene una aplicación algo limitada, ya que generalmente un amplificador operacional no debe presentar oscilaciones aunque su ganancia exterior sea igual a la unidad.

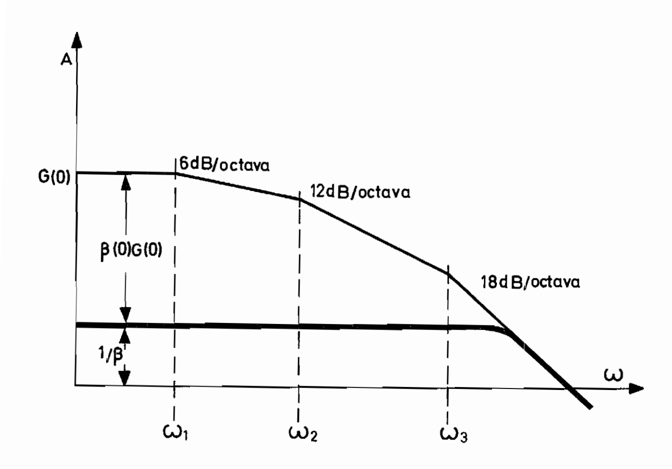


Fig. 3.3.1. Curva de respuesta del amplificador. La curva en trazo fino corresponde al amplificador sin ecualización y la de trazo grueso al amplificador con ecualización

Por ello, resultan necesarias ecualizaciones de frecuencia que conserven el principio de la máxima banda de paso y de los márgenes de estabilidad. Este problema se estudiará en el apartado siguiente.

3.3. Ecualización

En el apartado anterior hemos comprobado que el amplificador considerado tenía escasas posibilidades de empleo debido a su particular curva de respuesta de frecuencia. Hemos apuntado que el amplificador precisaba ser ecualizado en algún modo para que la pendiente de pérdida de ganancia del anillo no superara los límites de estabilidad.

Simplificando mucho los principios expresados por Bode, podemos admitir que se estará en condiciones de estabilidad en cualquier condición de carga y de ganancia cuando el producto $G\,(0)\ \beta\,(0)$ tienda a cero con una pendiente de 9 dB/octava o inferior. Ello significa que el lugar de las raíces debe estar representado por un solo polo o por otros polos reales muy alejados del origen. Utilizando solamente redes *RC*, este resultado puede obtenerse principalmente de dos modos:

— a) modificando la posición de los polos del amplificador original con otros polos y otros ceros,

— b) cerrando el anillo de realimentación con una red β, función de la frecuencia, de modo que se obtenga una anulación de polos con otros ceros.

Para aclarar estos conceptos, hay que volver a considerar la curva de respuesta del amplificador de tres etapas, esquematizada por Bode (fig. 3.3.1). En esta figura se puede observar que la ganancia $\beta\,(0)\ G\,(0)$ del anillo disminuye con pendiente siempre más elevada al pasar por cada frecuencia característica y tiende a una pendiente de 18 dB/octava más allá de ω_3. Para conseguir las condiciones de

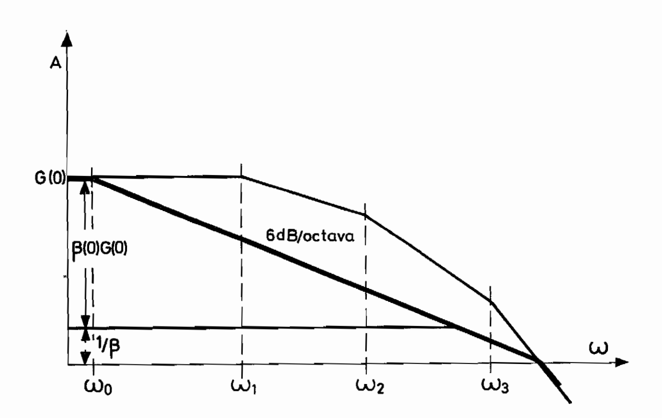


Fig. 3.3.2. Curva de respuesta del amplificador con ecualización

pendiente ideal (< 9 dB/octava), es necesario modificar la respuesta de frecuencia del amplificador, como muestra la fig. 3.2.3.

En estas condiciones la ganancia del anillo disminuye con una pendiente siempre constante de 6 dB/octava y será estable en cualquier condición de ganancia y de carga. En realidad, este modo de proceder no es el mejor porque, como se ve en la figura 3.3.2, la banda de paso resulta excesivamente limitada. Además, como la amplitud máxima sin distorsión de la señal de salida es función directa de la banda sobre la que es posible mantener la máxima realimentación, resulta evidente la pérdida innecesaria introducida por una tal compensación. En este caso se puede actuar sobre el amplificador o sobre la vía de realimentación, haciéndola dependiente de la frecuencia.

Si se excluye el empleo de inductancias, es posible intercalar en el amplificador un circuito con característica en forma de «silla de montar» (fig. 3.3.3).

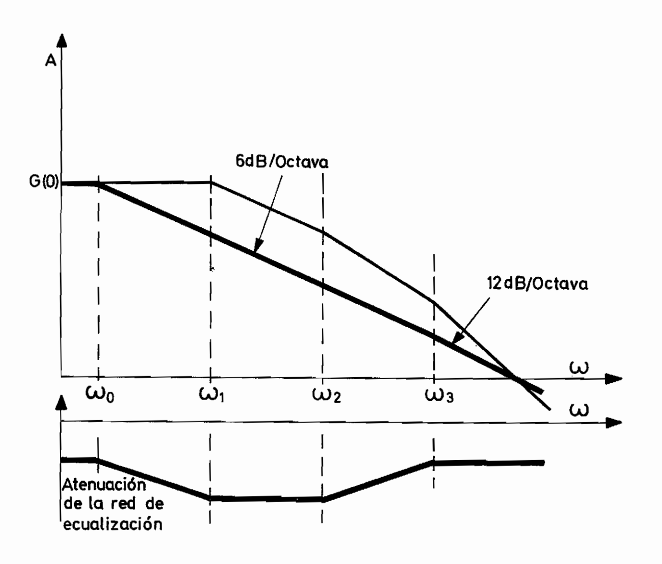


Fig. 3.3.3. Pérdida de ganancia debida a un ecualizador con red RC de característica en forma de silla de montar

Dicho circuito introduce una primera corrección en la caída de amplificación. La red *RC* que puede realizar tal función es la representada en la fig. 3.3.4.

Como puede verse igualmente, en la fig. 3.3.3, tampoco en este caso se obtiene una absoluta estabilidad del amplificador, cualquiera que sea la condición de ganancia y de carga, como lo indica el trazo de 12 dB/octava de la caída de amplificación corregida. Dicho trazo puede ser más o menos breve según la banda de paso que se puede sacrificar. El primer caso se encuentra en el límite. A veces este

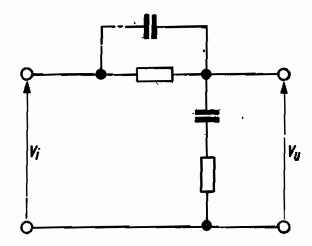


Fig. 3.3.4. Circuito ecualizador *RC* de característica en forma de «silla de montar»

inconveniente puede ser eliminado corrigiendo el circuito de realimentación. En la fig. 3.3.5 queda demostrada la forma de realizar dicha corrección haciendo uso de la resistencia de realimentación.

El examen cualitativo de esta doble corrección puede efectuarse simulando el amplificador en la forma que muestra la fig. 3.3.6 con dos circuitos RC de constantes de tiempo concentradas y coincidentes con las frecuencias características del amplificador corregido por el circuito de silla. En realidad, dicha simulación no es tan clara como parece, puesto que existe cierta interacción entre los elementos y se utiliza solamente para estudiar cualitativamente este método de ecualización. Si disponemos el circuito RC de la fig. 3.3.5 en cascada con el circuito de la figura 3.3.6 y hacemos coincidir la frecuencia característica del circuito de la fig. 3.3.5 con la frecuencia característica más alta del amplificador, simulada por una de las constantes de tiempo de la fig. 3.3.6, la característica de transferencia resultante de la figura 3.3.7 puede representar cualitativamente la ganancia del anillo *β (0) G (0)*. Por tanto, el circuito de la figura 3.3.5 se comporta en el anillo como un circuito diferenciador que refuerza las frecuencias altas y el amplificador tiende hacia ellas con una pendiente de 12 dB/octava. Los dos trazos de pendientes opues-

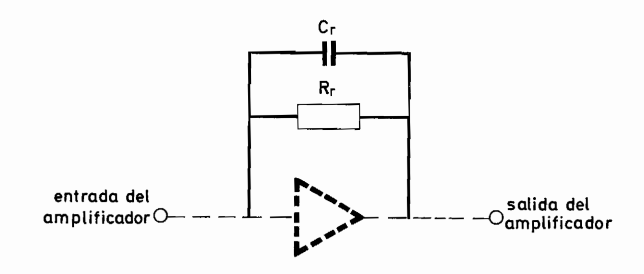
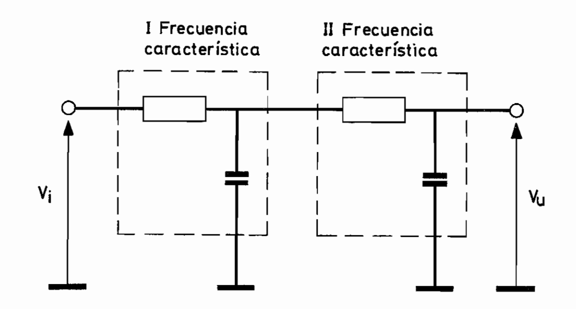


Fig. 3.3.5. Red de realimentación con condensador de compensación



3.3.6. Constantes de tiempo con elementos *RC* discretos

tas se anulan entre sí, permaneciendo así un único trazo de pendiente de 6 dB/octava.

Después de estas consideraciones, resultan evidentes las dificultades a superar cuando se desea traducir en circuitos concretos lo que hasta el momento no es más que un ejercicio gráfico. Además, este modo de proceder no sólo resulta dificultoso, como puede verse en la fig. 3.3.7, sino que ni siquiera elimina el inconveniente del excesivo sacrificio de banda y de ganancia en anillo abierto.

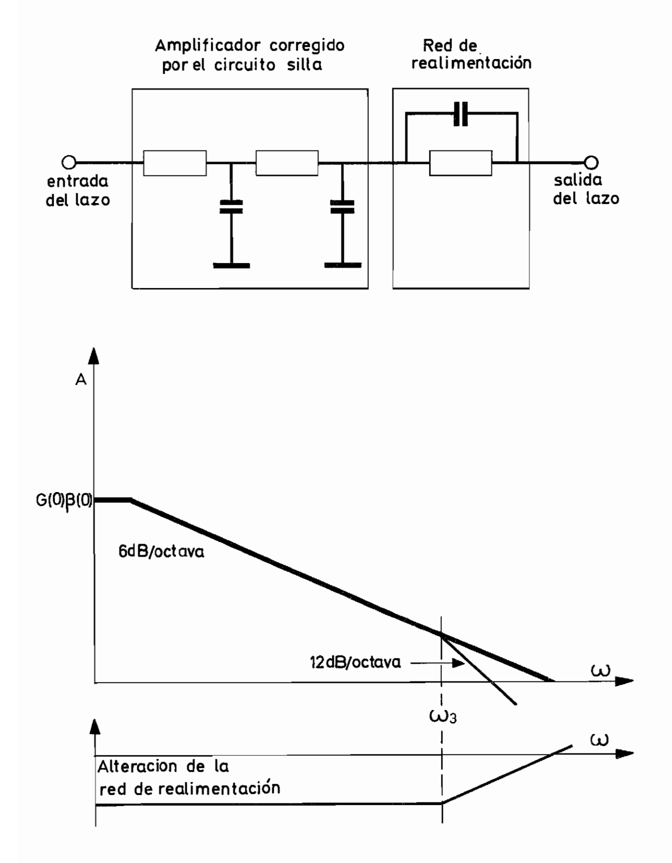


Fig. 3.3.7. Característica de frecuencia resultante de una doble ecualización

La corrección que optimiza la banda de paso y la máxima realimentación posible de mantener en esta banda para una determinada ganancia externa, se puede obtener mediante una red de realimentación relativamente complicada y dependiente de la frecuencia. En tal caso, la ganancia en anillo cerrado sufre una pérdida tanto menos acentuada cuanto más se acerca a la ganancia unidad. Por tanto, la ganancia de anillo *β (0) G (0)* se reduce a cero después de reducirse a la unidad la ganancia externa del amplificador. Esto puede comprenderse mejor en la figura 3.3.8.

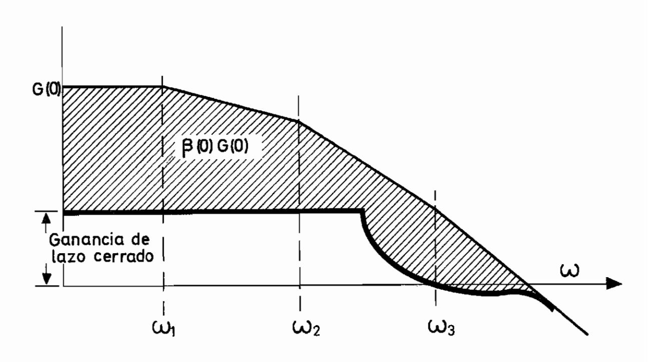


Fig. 3.3.8. Ganancia de anillo *B(0)G(0)*, según Bode

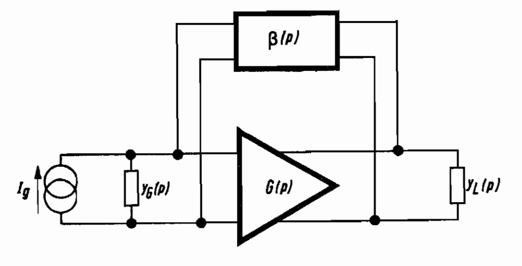


Fig. 3.3.9. Amplificador con red de realimentación dependiente de la frecuencia

Como se verá a continuación, una caída de la amplificación en anillo cerrado como la expresada en la fig. 3.3.8, puede realizarse mediante trazos de pendiente decreciente, con ayuda de redes *RC*. Sin embargo, en la misma figura se observa que la ganancia de anillo *β (0) G (0)* se mantiene constante en una anchura de banda muy superior a la de los casos precedentes con la correspondiente ventaja de poder obtener la máxima señal de salida sin distorsión en una banda de paso mucho más amplia.

Por ello, el procedimiento de síntesis de la red de realimentación $\beta\ (p)$ se refiere a una red *RC* que a frecuencia cero, es decir, en c.c., proporciona la ganancia en anillo cerrado deseada y que a frecuencias elevadas realiza una pérdida de ganancia controlada, como en la fig. 3.3.8, de modo que pueda obtenerse la máxima banda de paso con el máximo grado de realimentación compatible con un buen margen de estabilidad. Para ello, consideremos un amplificador con un solo anillo de realimentación, del cual conocemos la respuesta en frecuencia sin realimentación y del que deseamos obtener una ganancia externa en c.c. de 40 dB, por ejemplo (fig. 3.3.9).

Como el anillo se cierra según la configuración paralelo-paralelo, como ocurre generalmente en los amplificadores operacionales, haremos uso de los parámetros «*y*» del circuito para determinar la expresión de la función de transferencia *F (p)* en anillo abierto:

$$F\ (p) = -\frac{y_f\ (p)}{Y_1\ (p) \cdot Y_2\ (p)} \cdot y_{12}\ (p) \qquad 3.3.1$$

de donde $y_f\ (p)$ es la admitancia de transferencia directa de cortocircuito del amplificador e $Y_1\ (p)$ es la suma de la admitancia interna del generador y de la admitancia de entrada del amplificador.

Si tenemos en cuenta que la función de transferencia total de dos cuadripolos en cascada y convenientemente desacoplados viene dada por el producto de las dos funciones de transferencia parciales, en la expresión anterior $y_{12}\ (p)$ representa la admitancia de transferencia inversa de cortocircuito de la red de realimentación.

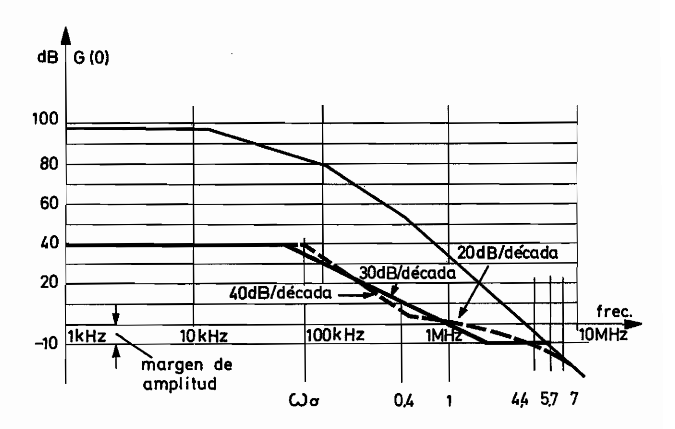
La relación $-y_f\ (p)/Y_1\ (p)\ Y_2\ (p)$ equivale también a la impedancia de transferencia directa $Z_T\ (p)$ del amplificador con carga pero sin realimentación.

Si suponemos el amplificador formado por tres etapas con tres frecuencias de corte coincidentes, $Z_T\ (p)$ se puede expresar por:

$$Z_T\ (p) = \frac{-y_f\ (p)}{Y_1\ (p) \cdot Y_2\ (p)} = -\frac{Z_T\ (0)}{(1 + p/\omega_0)^3} \qquad 3.3.2$$

$Z_T\ (0)$ representa aquí el valor de $Z_T\ (p)$ a frecuencia cero, y ω_0 es la frecuencia de corte del amplificador con realimentación normalizada respecto a la frecuencia que posee al pasar por cero (fig. 3.3.10).

Observamos también en la fig. 3.3.10 que la característica ideal de Bode a 30 dB/década, con 45° de margen de fase y 10 dB de margen de ganancia,



Fig, 3.3.10. Ganancia de anillo según Bode. La curva en trazo fino corresponde a amplificador sin ecualización y la de trazo grueso a amplificador con ecualización

puede obtenerse mediante la línea de trazos. En tal caso, estando todas las frecuencias normalizadas con respecto a la frecuencia de paso por cero, se puede escribir:

$$F\ (p) = F\ (0)\ \frac{(1 + p/0{,}4)}{(1 + p/\omega_0)^2\ (1 + p/4{,}4)\ (1 + p/7)} \qquad 3.3.3$$

en donde *F (0)* es el valor de *F (p)* a frecuencia cero. Con ayuda de las expresiones 3.3.2 y 3.3.3 se puede establecer:

$$y_{12}' = \frac{Z_T\ (0)}{F\ (0)}\ k_1\ k_2\ y_{12}\ (p) = \frac{k_1\ k_2\ (1 + p/\omega_0)\ (1 + p/0{,}4)}{(1 + p/4{,}4)\ (1 + p/7)} \qquad 3.3.4$$

en donde k_1 y k_2 son coeficientes que deben ser determinados, e $y_{12}\ (p)$ es el valor de $y_{12}\ (p)$ normalizado respecto a la resistencia de normalización $k_1 k_2 Z_T\ (0)/F\ (0)$. La expresión 3.3.4 puede escribirse como una relación entre dos polinomios:

$$y_{12}' = \frac{N\ (p)}{D\ (p)} \qquad 3.3.5$$

en la que pueden identificarse:

$$N\ (p) = -k_1 k_2\ (1 + p/\omega_0)\ (1 + p/0{,}4) \qquad 3.3.6$$

$$D\ (p) = (1 + p/4{,}4)\ (1 + p/7)$$

En la síntesis de la red de dos entradas que realiza y^{12}, se divide $N(p)$ y $D(p)$ por un polinomio auxiliar $Q(p)$. Es decir:

$$y_{12}'(p) = \frac{N(p)/Q(p)}{D(p)/Q(p)} \qquad 3.3.7$$

Aplicando el teorema de la partición subdividiremos la red de realimentación en las dos redes que se indican en la fig. 3.3.11. Si las admitancias de cortocircuito $y_{12a}(p)$ e $y_{22a}(p)$ se refieren a la red R_a, y las admitancias $y_{11b}(p)$ e $y_{12b}(p)$ se refieren a la red R_b, se puede escribir:

$$y_{12}'(p) = -\frac{y_{12a}(p)\, y_{12b}(p)}{y_{22a}(p) + y_{11b}(p)} \qquad 3.3.8$$

examinando las expresiones 3.3.7 y 3.3.8 se pueden identificar:

$$y_{12a}(p) \cdot y_{12b}(p) = -N(p)/Q(p)$$
$$y_{22a}(p) + y_{11b}(p) = D(p)/Q(p) \qquad 3.3.9$$

Si las dos redes que constituyen la red de realimentación deben realizarse mediante circuitos *RC*, debe elegirse el polinomio auxiliar $Q(p)$ de modo que sus ceros se hallen entre los de $D(p)$, situados en $p = -4{,}4$ y $p = -7$, en el eje real negativo del plano p. Además, la frecuencia característica más próxima al origen de los ejes del plano p debe ser un cero de $D(p)$. Estas condiciones rigen la elección de $Q(p)$:

$$Q(p) = (1 + p/\omega_1) \qquad 3.3.10$$

con $7 > \omega_1 > 4{,}4$.
Por tanto, se puede escribir que:

$$\frac{D(p)}{Q(p)} = \frac{(1 + p/4{,}4)\,(1 + p/7)}{(1 + p/\omega_1)} \qquad 3.3.11$$

Desarrollando la admitancia $D(p)/Q(p)$ se obtiene:

$$\frac{D(p)}{Q(p)} = 1 + \frac{\omega_1 p}{30{,}8} + \frac{(\omega_1/4{,}4 - 1)\,(1 - \omega_1/7)\,p}{p + \omega_1} \qquad 3.3.12$$

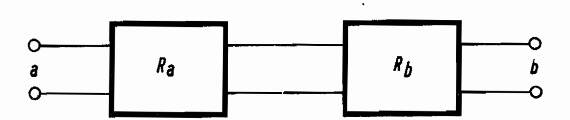


Fig. 3.3.11. Red de realimentación subdividida en dos redes R_a y R_b.

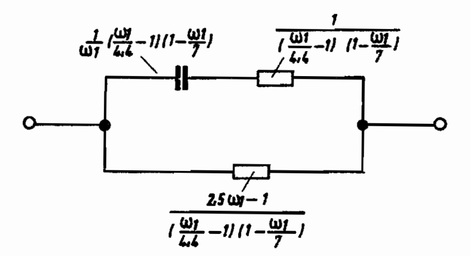


Fig. 3.3.12. Componentes de la red R_b.

En dichas expresiones se pueden aislar las admitancias parciales $y_{22a}(p)$ e $y_{11b}(p)$:

$$y_{22a}(p) = 1 + \frac{\omega_1 p}{30{,}8} - a$$

$$y_{11b}(p) = a + \frac{(\omega_1/4{,}4 - 1)\,(1 - \omega_1/7)}{p + \omega_1} \qquad 3.3.13$$

Mediante las expresiones anteriores se puede establecer que:

$$y_{12a}(p) = -k_1\,(1 + p/\omega_0)$$
$$y_{12b}(p) = -k_2\,(1 + p/0{,}4)/(1 + p/\omega_1) \qquad 3.3.14$$

Para obtener una red R_b muy sencilla, podemos conseguir que $y_{11b}(p)$ e $y_{12b}(p)$ tengan los mismos polos y los mismos ceros. De ese modo:

$$a = \frac{(\omega_1/4{,}4 - 1)\,(1 - \omega_1/7)}{2{,}5\,\omega_1 - 1} \qquad 3.3.15$$

Por sustitución de esta expresión en la 3.3.13, se obtiene:

$$y_{22a}(p) = \frac{\omega_1 (2{,}13 + 0{,}032\,\omega_1)}{(2{,}5\,\omega_1 - 1)} + \frac{\omega_1 p}{30{,}8} \quad 3.3.16$$

$$y_{11b}(p) = \frac{(\omega_1/4{,}4 - 1)\ (1 - \omega_1/7)}{(2{,}5\,\omega_1 - 1)} +$$

$$+ \frac{(\omega_1/4{,}4 - 1)\ (1 - \omega_1/7)\,p}{(p + \omega_1)} =$$

$$= \frac{(\omega_1/4{,}4 - 1)\ (1 - \omega_1/7)}{(2{,}5\,\omega_1 - 1)} \cdot \frac{(1 + p/0{,}4)}{(1 + p/\omega_1)}$$

Si para las admitancias $y_{11b}(p)$ e $y_{12b}(p)$ imponemos también la condición $y_{11b}(p) = -\,y_{12b}(p)$, K_2 debe ser:

$$k_2 = \frac{(\omega_1/4{,}4 - 1)\ (1 - \omega_1/7)}{(2{,}5\,\omega_1 - 1)} \quad 3.3.17$$

La red R_b puede entonces realizarse mediante los métodos de síntesis normales. En la fig. 3.3.12 se muestran sus partes componentes.

La expresión $y_{22a}(p)$ referente a la red R_a puede escribirse de la forma siguiente:

$$y_{22a}(p) = (b + \omega_1 p/30{,}8) +$$

$$+ \left(\omega_1 \frac{2{,}13 + 0{,}032\,\omega_1}{2{,}5\,\omega_1 - 1} - b\right) \quad 3.3.18$$

eligiendo b de modo que el término $(b + \omega_1\, p/30{,}8)$ tenga los mismos ceros que $y_{12a}(p)$. Esta condición se satisface si $b = \omega_1\,\omega_0/30{,}8$, en cuyo caso:

$$y_{22a}(p) = y_{22}{}'_a(p) + y_{22}{}''_a(p) \quad 3.3.19$$

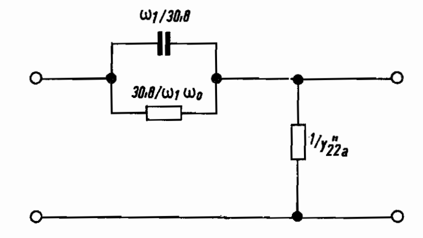


Fig. 3.3.13. Componentes de la red R_a.

En donde:

$$y_{22}{}'_a(p) = \frac{\omega_1\,\omega_0}{30{,}8}\,(1 + p/\omega_0) \quad 3.3.20$$

$$y_{22}{}''_a(p) = \omega_1 \frac{2{,}13 + 0{,}032\,\omega_1}{2{,}5\,\omega_1 - 1}$$

Para que sea $y_{22}{}'_a(p) = -\,y_{12a}(p)$, k_1 debe tener el valor de:

$$k_1 = \frac{\omega_1\,\omega_0}{30{,}8} \quad 3.3.21$$

En la fig. 3.3.13 se pueden ver las partes componentes de la red R_a. La red de realimentación completa se muestra en la fig. 3.3.14, en donde:

$$R_1 = k\ \frac{30{,}8}{\omega_1\,\omega_0} \quad 3.3.22$$

$$C_1 = \frac{1}{k}\ \frac{\omega_1}{30{,}8}$$

$$C_2 = \frac{1}{k} \cdot \frac{1}{\omega_1}\ (\omega_1/4{,}4 - 1)\ (1 - \omega_1/7)$$

$$R_2 = k\ \frac{1}{(\omega_1/4{,}4 - 1)\ (1 - \omega_1/7)}$$

$$R_3 = k\ \frac{(2{,}5\,\omega_1 - 1)}{(\omega_1/4{,}4 - 1)\ (1 - \omega_1/7)}$$

$$R_4 = k\ \frac{(2{,}5\,\omega_1 - 1)}{\omega_1\,(2{,}13 + 0{,}032\,\omega_1)}$$

La constante k puede obtenerse de la expresión:

$$k = \frac{k_1 k_2\, Z_T(0)}{F(0)} = \frac{Z_T(0)}{F(0)} \times$$

$$\times \frac{\omega_1\,\omega_0\ (\omega_1/4{,}4 - 1)\ (1 - \omega_1/7)}{30{,}8\ (2{,}5\,\omega_1 - 1)} \quad 3.3.23$$

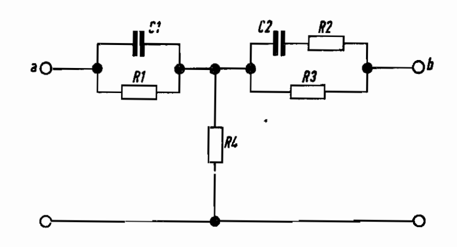


Fig. 3.3.14. Red de realimentación completa

o bien, mediante otro procedimiento que, sin ser rigurosamente exacto, permite tener en cuenta la pequeña interacción entre las admitancias de entrada y de salida del amplificador y las admitancias de salida y de entrada de la red de realimentación.

Para ello, consideremos la fig. 3.3.10 en la que se han representado la ganancia del amplificador sin realimentación y la ganancia externa del amplificador esquematizado según el método de Bode. En dicha figura se ha indicado por 1 la frecuencia de paso por cero, mientras que las restantes frecuencias características se han normalizado respecto a ésta; por lo tanto, resulta que $\omega_1 = 5{,}7$ y $\omega_0 = 6{,}5 \cdot 10^{-2}$.

De las anteriores expresiones se obtienen los valores normalizados de *R1*, *R3*, y *R4*, los cuales, junto con la resistencia colocada en serie a la entrada del amplificador, determinan la ganancia en anillo cerrado para c.c. o a frecuencias muy bajas.

En nuestro caso (amplificador con salida equilibrada), para obtener una ganancia de 40 dB en cada salida, se deberá tomar k para una ganancia igual a 46 dB, puesto que las dos salidas se hallan en oposición de fase. Si las resistencias puestas en serie a la entrada del amplificador tienen un valor de 10 kilohmios, podemos conocer las de la red de realimentación que junto con aquéllas determinan la ganancia en c.c. deseada. Con ayuda de la fig. 3.3.15 podemos obtener también la expresión de la ganancia externa en c.c. del amplificador:

$$\frac{\dfrac{V_u}{R_3 + R_4} \cdot R_4}{R_1} = \frac{V_i}{R_i} \qquad 3.3.24$$

De donde:

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{R_1\ (R_3 + R_4)}{R_i R_4} = 200 \equiv 46\,\text{dB} \qquad 3.3.25$$

De las precedentes expresiones se obtiene:

$$R_1 = k \frac{30{,}8}{\omega_1 \omega_0} = 83{,}5\,\text{k} \qquad 3.3.26$$

$$R_4 = k \frac{(2{,}5\,\omega_1 - 1)}{\omega_1\ (2{,}13 + 0{,}032\,\omega_1)} = k$$

$$R_3 = k \frac{(2{,}5\,\omega_1 - 1)}{(\omega_1/4{,}4 - 1)\ (1 - \omega_1/7)} = 240\,\text{k}$$

Por sustitución de la 3.3.26 en la 3.3.25 se obtiene $k = 100$. El valor de k está bien aproximado, ya que, como se verá, se verifican las condiciones $R4 < R3$ y $R_4 < R_1$.

Conocido k, por sustitución en la ecuación 3.3.26 se obtiene:

$$R_1 = 8350\,\Omega \qquad 3.3.27$$

$$R_4 = 100\,\Omega$$

$$R_3 = 24000\,\Omega$$

Entonces se puede calcular el valor de *C1, C2* y *R2:*

$$C_1 = \frac{1}{k} \frac{\omega_1}{30{,}8} = 1{,}85 \cdot 10^{-3}\,\mu\text{F} \qquad 3.3.28$$

$$C_2 = \frac{1}{k} \frac{1}{\omega_1} (\omega_1/4{,}4 - 1) \times$$

$$\times\ (1 - \omega_1/7) = 0{,}96 \cdot 10^{-4}\,\mu\text{F}$$

$$R_2 = k \frac{1}{(\omega_1/4{,}4 - 1)\ (1 - \omega_1/7)} = 1830\,\Omega$$

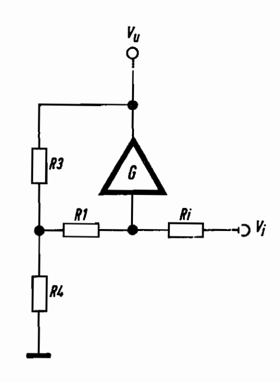


Fig. 3.3.15. Esquema válido para el cálculo de k

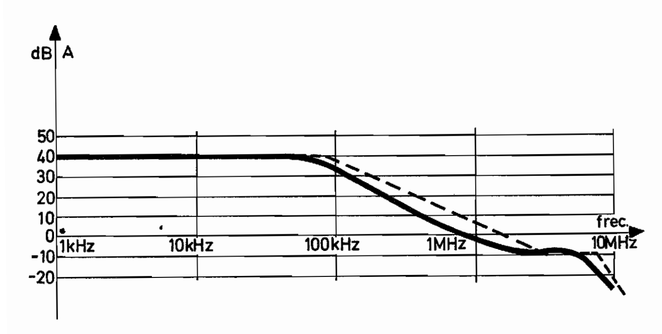


Fig. 3.3.16. Curva de respuesta del amplificador con red de realimentación dependiente de la frecuencia

Teniendo en cuenta la serie de valores normalizados de los resistores, se han adoptado los siguientes:

$$R1 = 10\ \text{k}\Omega,\ R4 = 100\Omega\ \text{y}\ R3 = 22\ \text{k}\Omega$$

Los valores de *C1, C2* y *R2* se han retocado proporcionalmente teniendo en cuenta la interacción existente entre el amplificador y la red de realimentación. Esos valores son: *C1* = 200 pF, *C2* = 200 pF, *R2* = 680 ohmios.

La curva de respuesta del amplificador en anillo cerrado (fig. 3.3.16) permite comprobar los resultados obtenidos y la característica ideal impuesta.

La red de realimentación obtenida, siendo dependiente de la frecuencia, ha introducido algunas variantes en el lugar de las raíces anteriormente calculadas. Veamos, pues, tales variaciones. La admitancia de realimentación viene dada por:

$$y_{12}(p) = y_{12}(0)\,\frac{\left(1+\dfrac{p}{\omega_0}\right)\left(1+\dfrac{p}{0{,}4}\right)}{\left(1+\dfrac{p}{4{,}4}\right)\left(1+\dfrac{p}{7}\right)} = \beta(p) =$$

$$= \beta(0)\,\frac{\left(1+\dfrac{p}{\omega_0}\right)\left(1+\dfrac{p}{0{,}4}\right)}{\left(1+\dfrac{p}{4{,}4}\right)\left(1+\dfrac{p}{7}\right)} \qquad 3.3.30$$

De la expresión de la ganancia en anillo cerrado

$$A(p) = \frac{G(p)}{1+\beta(p)G(p)}$$

se pueden distinguir

$$G(p) = \frac{m_1(p)}{n_1(p)}\cdot G(0) \qquad 3.3.31$$

$$\beta(p)G(p) = \frac{m_2(p)}{n_2(p)}\cdot\beta(0)\cdot G(0)$$

en donde m_1, n_1, m_2, n_2 son, en general, polinomios de p.

La expresión general $A(p)$ puede escribirse en la forma:

$$A(p) = \frac{m_1(p)G(0)}{n_1(p)\left[1+\dfrac{m_2(p)}{n_2(p)}\beta(0)G(0)\right]} \qquad 3.3.32$$

Por tanto, la ecuación característica que se trata de estudiar es:

$$n_1(p)\left[1+\frac{m_2(p)}{n_2(p)}\beta(0)G(0)\right] = 0 \qquad 3.3.33$$

Puesto que el amplificador sin realimentación será estable con toda certeza, sus polos, que son las soluciones del polinomio $n_1(p) = 0$, se hallan en el semiplano izquierdo del plano p. Por ello, la ecuación característica se reduce a:

$$1 + \frac{m_2(p)}{n_2(p)}\beta(0)G(0) = 0 \qquad 3.3.34$$

Si ahora introducimos los valores numéricos del ejemplo, resulta:

$$1 + \frac{7{,}85\cdot 10^4\,\beta(0)\,(1+p/\omega_0)\,(1+p/0{,}4)}{(1+1{,}3\cdot 10^{-5}p)\,(1+1{,}41\cdot 10^{-6}p)\,(1+3{,}25\cdot 10^{-7}p)\,(1+p/4{,}4)\,(1+p/7)} = 0 \qquad 3.3.35$$

Como las frecuencias características de la red de realimentación habían sido normalizadas respecto a la frecuencia de 1,3 MHz (fig. 3.3.10), al desnormalizarlas obtendremos sus valores reales:

$$4{,}4 \equiv 3{,}6 \cdot 10^7 \text{ Hz}$$
$$7 \equiv 5{,}72 \cdot 10^7 \text{ Hz}$$
$$\omega_0 \equiv 5{,}32 \cdot 10^5 \text{ Hz}$$
$$0{,}4 \equiv 3{,}28 \cdot 10^6 \text{ Hz} \qquad 3.3.36$$

Por tanto, la expresión 3.3.35 toma la siguiente forma final:

$$1 + \frac{7{,}85 \cdot 10^4 \beta(0)\,(1 + 1{,}88 \cdot 10^{-6} p)\,(1 + 3{,}05 \cdot 10^{-7} p)}{(1 + 1{,}3\; 10^{-5} p)\,(1 + 1{,}41 \cdot 10^{-6} p)\,(1 + 3{,}25 \cdot 10^{-7} p)\,(1 + 2{,}78 \cdot 10^{-8} p)\,(1 + 1{,}75 \cdot 10^{-8} p)} = 0 \qquad 3.3.37$$

Podemos introducir aún otra simplificación en el cálculo si consideramos los dos polos que se hallan en $p = -7{,}09 \cdot 10^5$ y $p = -3{,}07 \cdot 16^6$ son «anulados» por los ceros existentes en $p = -5{,}32 \cdot 10^5$ y $p = -3{,}28 \cdot 10^6$. Esta simplificación es válida para las aproximaciones de cálculo introducidas anteriormente.

El lugar de las raíces, muy similar al real, viene expresado por la función:

$$1 + \frac{7{,}85 \cdot 10^4 \beta(0)}{(1 + 1{,}3 \cdot 10^{-5} p)\,(1 + 2{,}78 \cdot 10^{-8} p)\,(1 + 1{,}75 \cdot 10^{-8} p)} = 0 \qquad 3.3.38$$

Al estudiar la relación 3.3.38 resulta que los tres polos reales se hallan en $p = -7{,}7 \cdot 10^4$, $p = -3{,}6 \cdot 10^7$ y $p = -5{,}72 \cdot 10^7$.

Las intersecciones de los lugares de las raíces con el eje imaginario pueden obtenerse mediante la expresión 3.3.38, aplicando otra vez el criterio de Routh-Hurwitz. Por ello, escribiremos la expresión 3.3.38 de esta forma:

$$(1 + 1{,}3 \cdot 10^{-5} p)\;(1 + 2{,}78 \cdot 10^{-8} p) \times$$
$$\times (1 + 1{,}75 \cdot 10^{-8} p) + 7{,}85 \cdot 10^4 \beta(0) = 0 \qquad 3.3.39$$

Operando y simplificando resulta:

$$p^3 + 0{,}93 \cdot 10^8 p^2 + 0{,}205 \cdot 10^{16} p +$$
$$+ 0{,}158 \cdot 10^{21} + 1{,}24 \cdot 10^{25} \beta(0) = 0 \qquad 3.3.40$$

Con lo que la tabla de Routh-Hurwitz obtenida será:

p^3	1	$0{,}205 \cdot 10^{16}$
p^2	$0{,}93 \cdot 10^8$	$0{,}158 \cdot 10^{21} + 1{,}24 \cdot 10^{25}\,\beta\,(0)$
p	$\dfrac{0{,}93 \cdot 10^8 \cdot 0{,}205 \cdot 10^{16} - 0{,}158 \cdot 10^{21} - 1{,}24 \cdot 10^{25}\,\beta\,(0)}{0{,}93 \cdot 10^8}$	
1	$0{,}158 \cdot 10^{21} + 1{,}24 \cdot 10^{25}\,\beta\,(0)$	

3.3.41

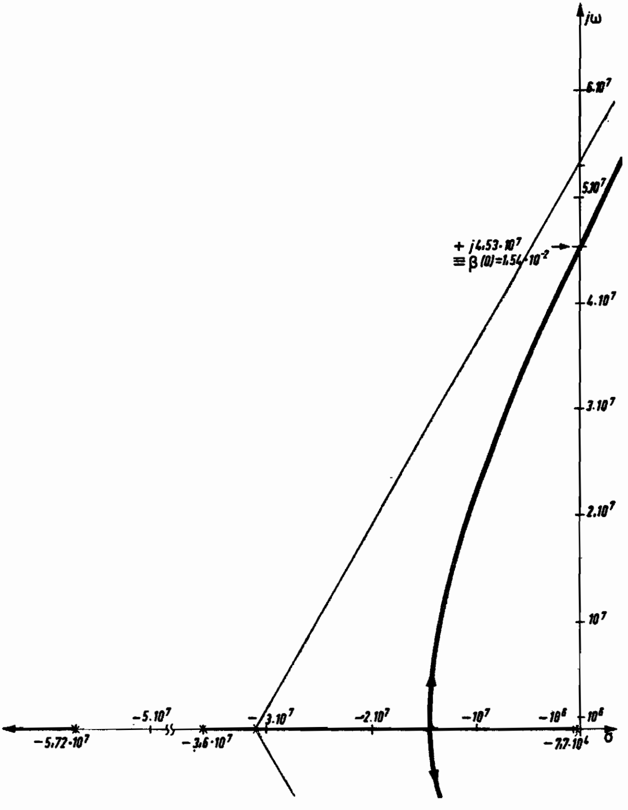


Fig. 3.3.17. Gráfico del lugar de las raíces del amplificador ecualizado con red de realimentación *RC* y de ganancia en c.c. de 40 dB

La línea p de la tabla anterior se anula para $\beta\,(0)$ expresado por:

$$1{,}91 \cdot 10^{23} - 1{,}24 \cdot 10^{25}\,\beta\,(0) = 0 \qquad 3.3.42$$

Lo que equivale a:

$$\beta\,(0) = 1{,}54 \cdot 10^{-2} \qquad 3.3.43$$

Sustituyendo este valor en la línea p^2 de la tabla 3.3.41 se obtiene la ecuación de segundo grado cuyas soluciones proporcionan dos valores complejos y conjugados de ω en los cuales los lugares de las raíces atraviesan el eje imaginario.

$$0{,}93 \cdot 10^8\,(j\omega)^2 + 0{,}158 \cdot 10^{21} + $$
$$+ 1{,}24 \cdot 10^{25} \cdot 1{,}54 \cdot 10^{-2} = 0 \qquad 3.3.44$$

Las soluciones son:

$$\omega = \pm\, j\; 4{,}53 \cdot 10^7 \text{ rad/sec.} \qquad 3.3.45$$

Por tanto, el lugar de las raíces queda suficientemente especificado y puede construirse de acuerdo con las reglas expuestas en el apartado anterior (figura 3.3.17).

3.4. Derivas térmicas y de la alimentación (Realimentación en modo común)

En los apartados anteriores hemos visto que la realimentación negativa, además de modificar todos los parámetros del amplificador en anillo abierto, reduce la ganancia del mismo. Este principio de validez general puede ser utilizado normalmente para reducir la ganancia en modo común, la cual tiene una influencia directa en la amplificación de las perturbaciones aplicadas a la entrada del amplificador.

En este caso, se hablará de realimentación negativa en modo común entre salida y entrada, o bien, entre un cierto número de pasos diferenciales de amplificación. Por tanto, el amplificador diferencial se caracterizará por dos entradas y dos salidas, entre

las cuales se aplica la realimentación negativa normal que hace operacional al amplificador, más una entrada y una salida tomadas sobre el eje de simetría ideal que caracteriza a un amplificador diferencial y entre las cuales se aplica la realimentación negativa de modo común (fig. 3.4.1). Si consideramos una sola etapa de amplificación diferencial, sobre el eje de simetría ideal podemos distinguir en particular dos puntos en los cuales podemos situar la entrada o la salida de la señal en modo común (fig. 3.4.2).

En dicha figura podemos comprobar que en el punto medio de los elementos que unen puntos homólogos (B) existe una masa virtual respecto a la señal diferencial, mientras que en el mismo punto y respecto a masa se encuentra la señal en modo común. Lo mismo se puede decir del elemento resistivo común a ambos emisores. En efecto, entre el punto *A* del divisor de tensión y masa, la tensión es constante para señales diferenciales, ya que, para dichas señales, las corrientes de las dos ramas producen una suma algebraica constante en el divisor de tensión; por el contrario, la señal en modo común hace disminuir o aumentar la tensión entre el punto *A* y masa, porque corresponde a un aumento o una disminución de las corrientes de las dos ramas. De ello se deduce que los dos puntos elegidos se prestan a la aplicación de realimentación negativa en modo común, dado que son teóricamente insensibles a la señal diferencial aplicada al amplificador y, por el contrario, son sensibles a la señal aplicada en modo común.

En realidad, como se ha visto, la realimentación es negativa si se aplica entre puntos defasados en 180°. Por otra parte, siendo de escaso interés la aplicación de la realimentación negativa en modo común a una sola etapa diferencial, se considerará su aplicación a dos o más etapas diferenciales. Supongamos varias etapas diferenciales en cascada y que entre la primera y la última se deba aplicar la realimentación negativa en modo común. En este caso, los problemas a resolver son principalmente tres:

a) Hallar la mejor disposición desde el punto de vista de la aplicación de la realimentación negativa en modo común.

b) Obtener una ganancia del anillo de realimentación en modo común suficientemente elevada y con un desfase de 180° entre salida y entrada del anillo abierto en modo común, y

c) Estabilizar de modo conveniente el anillo de realimentación en modo común. (Como es natural, el anillo de realimentación en modo común no debe oscilar cuando está cerrado.)

El cumplimiento del punto *(a)* se realiza fácilmente sabiendo que la realimentación negativa es tanto más eficaz cuanto más «total» es el anillo de realimentación. Con la supuesta disposición de varias etapas diferenciales en cascada, la realimentación en modo común puede ser obtenida como se indica en las figs. 3.4.3 y 3.4.4.

El tipo de realimentación negativa elegido para las disposiciones de las figs. 3.4.3 ó 3.4.4 depende de las consideraciones referentes al punto *(b)*. En efecto, si se desea obtener una ganancia de anillo muy elevada, R_{MC} normalmente estará formado por una red activa, es decir, por otro amplificador.

Después de esta consideración y sabiendo el número de etapas que contiene el amplificador diferencial, la elección de una u otra disposición puede

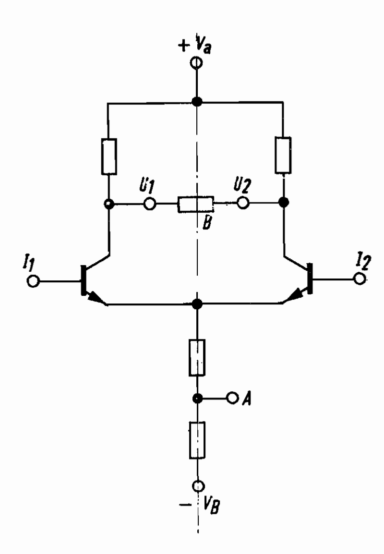


Fig. 3.4.2. Etapa de amplificación diferencial con los puntos de aplicación de la realimentación negativa en modo común

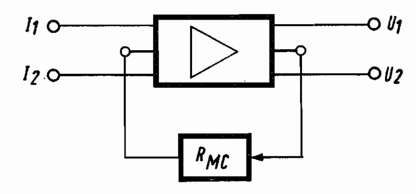


Fig. 3.4.1. Amplificador con realimentación negativa en modo común

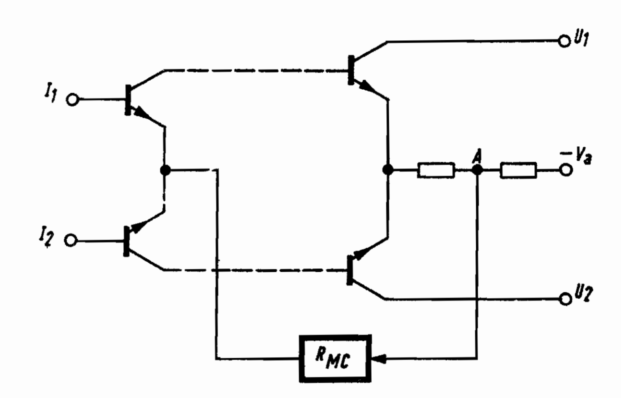


Fig. 4.4.3. Realimentación negativa en modo común tomada del emisor y aplicada a otras etapas

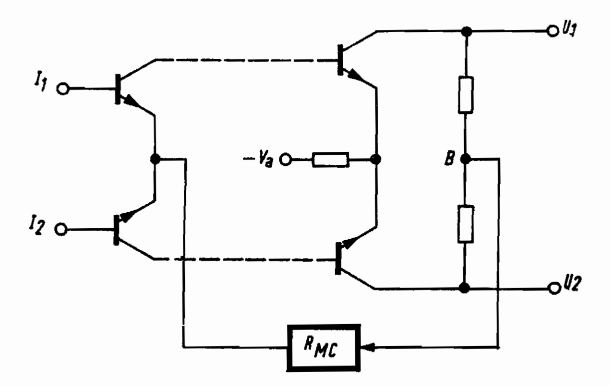
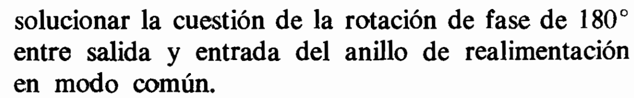


Fig. 4.4.4. Realimentación negativa en modo común tomada del colector y aplicada a otras etapas



solucionar la cuestión de la rotación de fase de 180° entre salida y entrada del anillo de realimentación en modo común.

El punto *(c)* se refiere al problema de la estabilización en frecuencia de un anillo de realimentación cerrado. En ese caso, la banda en la que debe mantenerse la máxima realimentación está limitada a la banda de frecuencia de las perturbaciones. Si éstas se limitan a variaciones de temperatura, de la tensión de alimentación y a frecuencias industriales, la estabilización contra eventuales inicios de oscilación se simplifica mucho porque la banda sobre la que ha de aplicarse atenuación es relativamente estrecha.

Al igual que en el caso de la realimentación negativa convencional, se demuestra que la realimentación negativa en modo común atenúa las señales o los ruidos comunes a las dos ramas de amplificación según el factor $(1 + G_C)$, siendo G_C la ganancia total del anillo de realimentación negativa en modo común. Son también válidos los mismos principios generales anteriormente adoptados para los anillos cerrados con realimentación negativa.

DIODOS RECTIFICADORES DE SILICIO

6. Protección contra sobretensiones transitorias

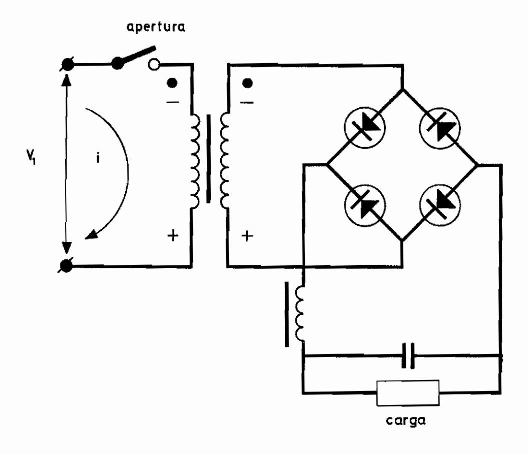
Los circuitos rectificadores con diodos de silicio se diseñan de acuerdo con la máxima tensión inversa que puede aplicarse a los diodos. Sin embargo, ha de tenerse en cuenta también la posible presencia de sobretensiones transitorias y tomar las medidas de protección necesarias para evitar el deterioro o destrucción de los diodos a causa de dichas sobretensiones. En este artículo se describen los diferentes tipos de sobretensiones transitorias que se encuentran en los circuitos rectificadores y los métodos de supresión a emplear en cada caso.

6.1. SOBRETENSIONES TRANSITORIAS ESPECIFICAS DE LOS DIODOS

Generalmente los diodos semiconductores tienen menos capacidad para soportar tensiones inversas que los elementos rectificadores termoiónicos. En los diodos semiconductores se origina un cambio relativamente brusco en la resistencia dinámica inversa, desde un valor muy elevado (débil corriente de fuga) a un valor muy bajo (región de ruptura por avalancha). Esto significa que sólo hay un pequeño margen de seguridad entre la tensión máxima inversa de trabajo del diodo y la tensión a la que se puede producir la avalancha. En las hojas de características se especifica una tensión inversa transitoria de medio ciclo, no repetitiva, que generalmente es el doble del nivel de servicio continuo o de cresta; esta capacidad adicional de resistencia a las tensiones inversas es de gran interés para conseguir un funcionamiento seguro.

En los casos en que se prevé que los transitorios excederán los límites máximos, deben incorporarse al circuito unos limitadores para que ninguna sobretensión exceda los valores máximos tolerables. Los diodos de avalancha controlada tienen incorporados mecanismos supresores de transitorios y pueden funcionar a niveles de tensión continua mucho más próximos al valor de ruptura. Esta característica permite una mejor utilización de la unidad. No obstante, en la práctica hay que procurar no rebasar la disipación de energía transitoria especificada. Esto puede requerir limitadores adicionales, a pesar de que los diodos de avalancha controlada tengan una gran capacidad de absorción de transitorios.

Los elementos supresores de sobretensiones pueden funcionar según dos procedimientos: por disipación de la energía transitoria en un resistor o por almacenamiento temporal de la misma en un condensador. Ambos procedimientos dan como resultado una pequeña amplitud de la tensión transitoria.



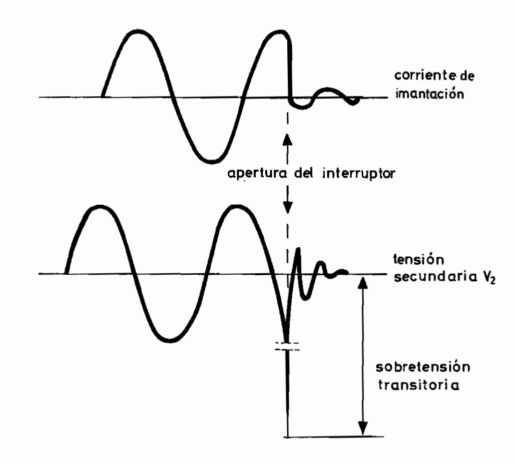


Fig. 6-1. Sobretensión transitoria debida a la apertura del primario del transformador (número de espiras *n;* inducción *L).* No aparecen transitorios si el interruptor se abre en el instante en que la corriente de imanación es nula.

Más adelante se estudiarán los métodos de disipación de energía transitoria, pero no serán considerados los interruptores de arco, ni los sistemas de

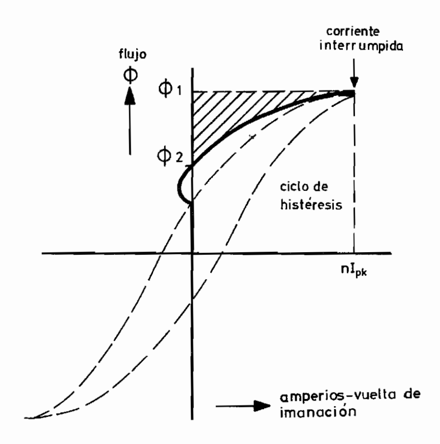


Fig. 6-2. Disminución del flujo magnético al interrumpir la corriente de imanación del transformador. El área rayada representa la energía magnética almacenada

distribución de capacidades u otros semejantes. Siempre que sea posible, supondremos la peor de las condiciones: inexistencia de carga.

6.2. ORIGEN DE SOBRETENSIONES TRANSITORIAS

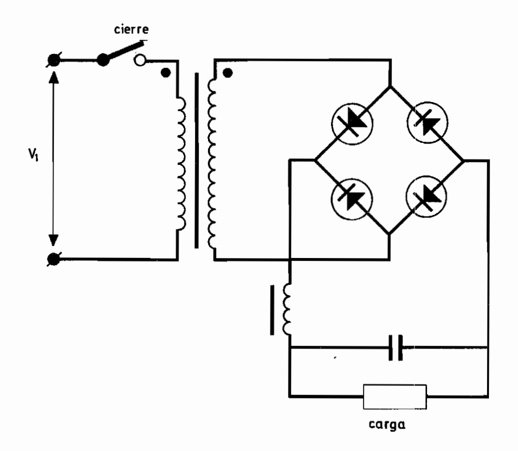
Vamos a citar a continuación varios fenómenos que originan transitorios de tensión.

a) Transitorio debido a la interrupción de una corriente de imanación (figs. 6-1 y 6-2)

Es el efecto más importante en circuitos reales, especialmente en ausencia de carga y para filtros con inductancia de entrada. El choque de entrada impide la descarga del transitorio en la carga o el condensador del filtro, y la totalidad de la sobretensión debe ser absorbida por los diodos de potencia polarizados inversamente. Cuando se desconecta el primario del transformador, la tensión y la corriente imanadora disminuyen con una resonancia debida a la inductancia y a la capacidad repartida del bobinado, junto con las pérdidas del circuito. La energía magnética disponible $- \int in\, d\phi$ está representada por el área rayada de la fig. 6-2. Según sea el valor instantáneo de la corriente imanadora en el instante inmediatamente anterior a la interrupción de la corriente, el pico transitorio de tensión puede alcanzar 8 ó 10 veces el valor de cresta de la tensión sinusoidal. Estos valores tan elevados son consecuencia de las relativamente bajas capacidades repartidas del transformador, de modo que un procedimiento obvio para suprimir los transitorios de tensión consiste en añadir condensadores en paralelo con los diodos de potencia o con los devanados del transformador. La amplitud del transitorio dependerá también del tipo de interruptor que se utiliza. Un interruptor o un fusible que no produzcan interrupción brusca disiparán en su arco la energía magnética almacenada y de este modo limitarán el transitorio. El rebote de los contactos también absorbe parte de la potencia transitoria en los arcos formados entre los saltos.

b) Transitorio debido a la conexión del primario de un transformador (fig. 6-3)
El valor máximo del transitorio ocasionado por la conexión del primario de un transformador es el doble del valor de pico de la tensión secundaria.

d) Transitorio debido a una inductancia en paralelo con la entrada (fig. 6-5)
Cuando se desconecta un rectificador con una inductancia en su entrada, el efecto transitorio es parecido al caso *a*. Debe tenerse en cuenta que la máxima energía magnética disponible $LI_{pk}^2/2$



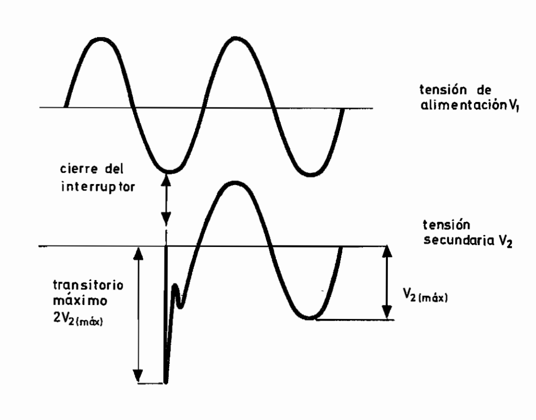
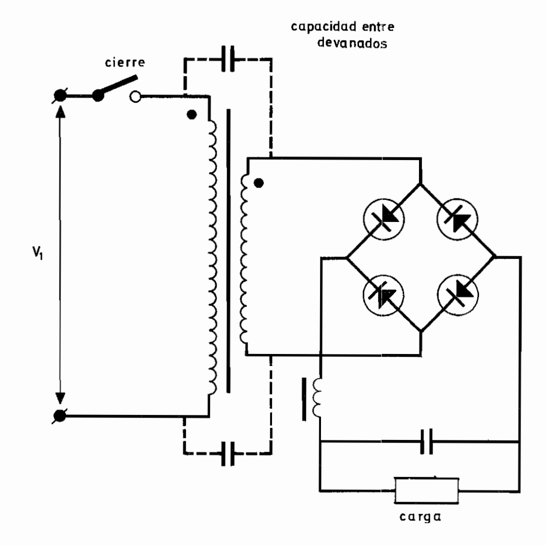


Fig. 6-3. Sobretensiones transitorias al conectar el primario del transformador. No aparecen transitorios si el interruptor se cierra en el momento en que V_1 se anula

c) Transitorio debido a la conexión de un transformador reductor (fig. 6-4)
Al conectar un transformador reductor, el máximo valor del transitorio es igual a la tensión de cresta del primario. El método más sencillo para evitar este tipo de transitorios consiste en colocar entre los devanados una pantalla electrostática conectada a masa para desviar el transitorio de tensión primaria.

siendo I_{pk} el valor de pico de la corriente imanadora) aumentará al disminuir el valor de la inductancia en paralelo.

e) Transitorio debido a la desconexión de una carga inductiva (fig. 6-6)
Tanto las cargas inductivas como las inductancias de fuga tienden a mantener el flujo de corriente, a pesar de la apertura del interruptor. La induc-



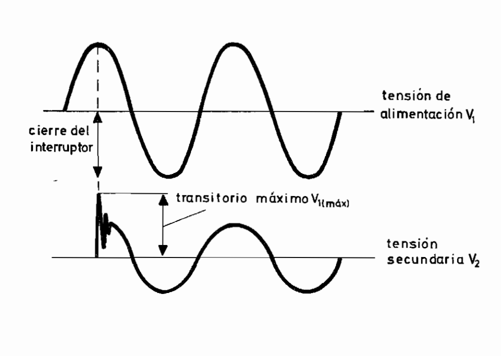


Fig. 6-4. Sobretensión transitoria al conectar un transformador reductor. No aparecen transitorios si el interruptor se cierra, cuando V_1 se anula

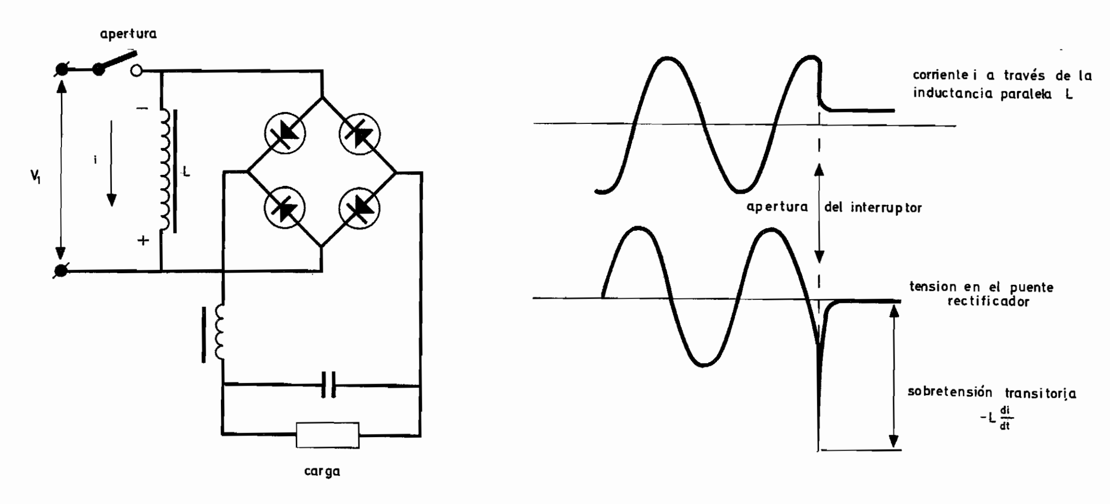


Fig. 6-5. Sobretensión transitoria debida a la apertura de un circuito rectificador con inductancia en paralelo. No hay transitorios si el interruptor se abre cuando *i* se anula

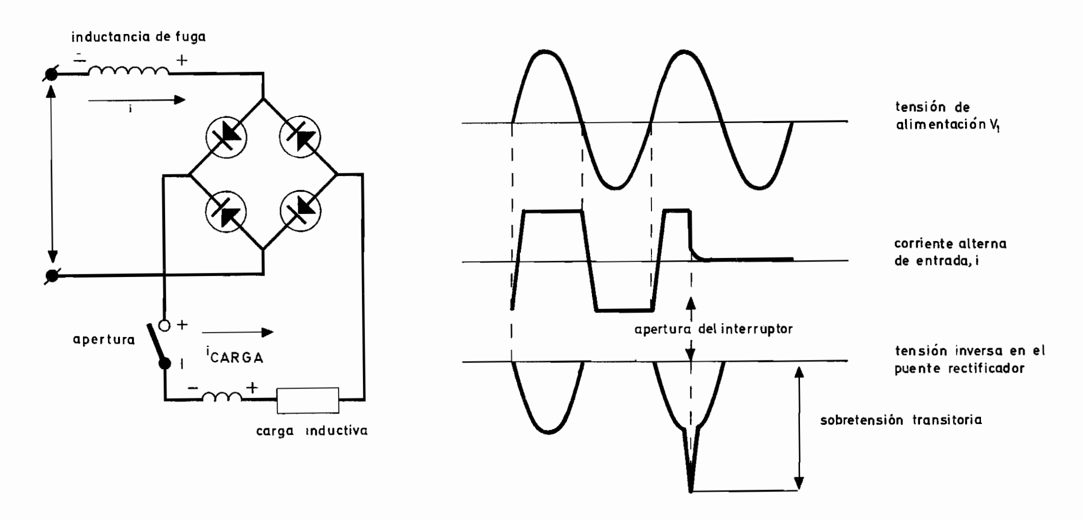


Fig. 6-6. Sobretensión transitoria debida a la desconexión de un circuito de carga inductivo. No se producen transitorios si se abre el interruptor cuando la corriente alterna de entrada es nula

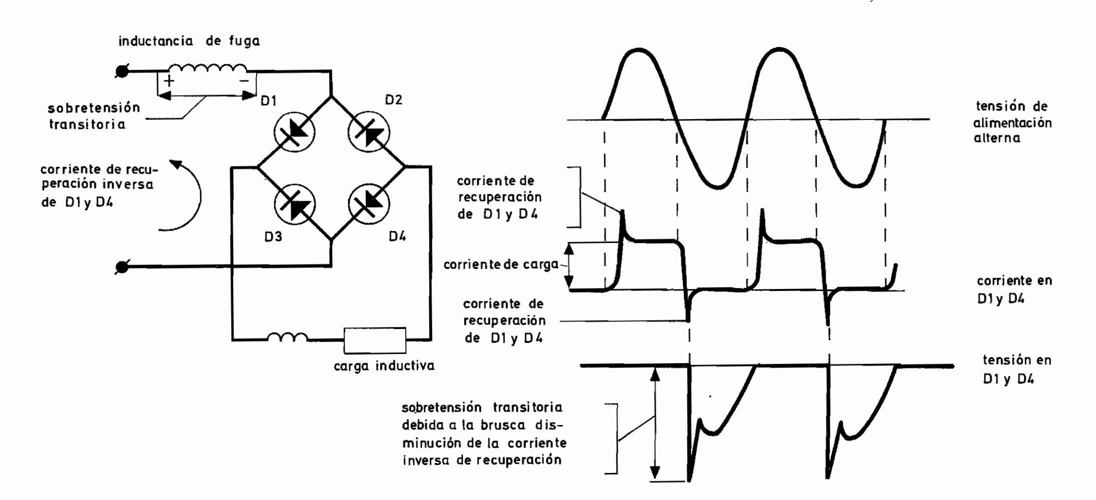


Fig. 6-7. Sobretensión transitoria debida a fenómenos de recuperación inversa. Es un fenómeno de naturaleza periódica

tancia de carga provoca una sobretensión transitoria en los extremos del interruptor. Del mismo modo se genera un transitorio en el puente rectificador debido a la inductancia de fuga. Este transitorio será menos intenso que en el caso de la interrupción del primario del transformador, ya que la inductancia de fuga es relativamente baja.

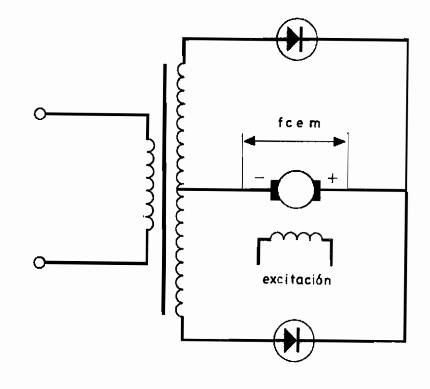
f) *Transitorios cíclicos debidos a fenómenos de recuperación inversa* (fig. 6-7)
La fig. 6-7 ilustra claramente el origen de este fenómeno. El transitorio que lo acompaña depende de la frecuencia de la tensión de alimentación, de la carga, de la inductancia de fuga del transformador de alimentación, así como de las características de recuperación inversa del diodo. Su amplitud puede ser importante, ya que el diodo acaba de formar su barrera de potencial presentando, por lo tanto, una elevada resistencia inversa.

g) *Transitorios originados en circuitos paralelos*
Tanto la conmutación de motores, como el funcionamiento de un contactor y la fusión de un fusible en circuitos adyacentes pueden ocasionar sobretensiones transitorias.

h) *Sobretensión debida a una carga regenerativa* (fig. 6-8)
No es realmente un efecto transitorio, sino un fenómeno de naturaleza más o menos continua, que se presenta por ejemplo cuando el motor de un ascensor es arrastrado por su carga. Puede utilizarse un relé para conectar un resistor de frenado dinámico cuando se alcanza un nivel de sobretensión predeterminado.

i) *Perturbaciones aleatorias de red*
También se producen transitorios en las perturbaciones aleatorias de red, como cuando se enciende una luz. Pueden originarse sobretensiones considerables puramente por inducción. La manera más eficaz de suprimir estos fenómenos consiste en montar supresores de transitorios o dispositivos similares directamente en la línea de entrada.

Los fenómenos transitorios pueden producir efectos diferentes en un diodo semiconductor. Así, a veces provocan ruptura en la unión, con su consiguiente destrucción, a causa de un exceso de disipación inversa. En el caso de materiales de alta resistividad (con elevada tensión de ruptura) pueden llegar a engendrarse arcos en la superficie intermedia entre el exterior y la unión, más que una avalancha interna. Estos arcos incluso llegan a destruir localmente el cristal. Una sobretensión transitoria durante la conducción directa puede causar un exceso de corriente, puesto que se produce una abundancia de portadores de carga suficiente para mantener estas elevadas corrientes. Todos estos fenómenos exigen diferentes medidas, como se explicará seguidamente, para asegurar fiabilidad en el funcionamiento aún en el caso de transitorios intensos.



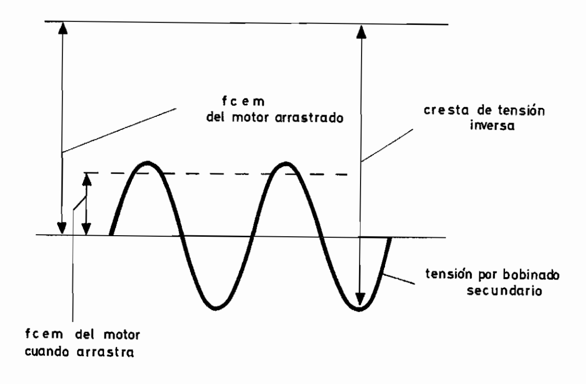


Fig. 6-8. Sobretensión debida a una carga regenerativa

6.3. METODOS DE SUPRESION DE SOBRETENSIONES TRANSITORIAS

La supresión de transitorios por conexión en serie de condensadores y resistores es el método más común. Al conectar estas redes en paralelo con las partes del circuito en las que pueden aparecer transitorios, los resistores absorben parcialmente la ener-

gía transitoria y reducen el nivel de tensión. Los condensadores no disipan energía, sino que la almacenan durante el transitorio, para descargarla después en el circuito. Por consiguiente, un diodo protegido por un condensador tiene más tiempo para disipar la misma cantidad de energía transitoria, lo cual aumenta su capacidad para absorber impulsos de energía.

Como una inductancia en el circuito de supresión reduciría su eficacia, será necesario utilizar resistores de carbón y condensadores de baja inductancia. Conviene advertir que si se usan condensadores electrolíticos, éstos pueden tener una reactancia inductiva demasiado grande para las frecuencias elevadas. En dicho caso se colocará en paralelo con ellos un tipo de condensador (0,1 μF a 1 μF) que absorba estos componentes del transitorio. Si se trata de un condensador que exceda de 0,01 μF puede necesitar una resistencia en serie para evitar sobreoscilaciones con las inductancias al presentarse un transitorio. Por razones de seguridad y para permitir su descarga al desconectar el equipo, los condensadores pueden necesitar un resistor de drenaje.

El empleo de un resistor VDR (resistor dependiente de la tensión), en vez de un resistor ordinario, redundará en un menor consumo de energía. Normalmente la resistencia del resistor VDR es elevada, pero disminuye notablemente cuando aparece un transitorio muy intenso.

En sistemas de alta tensión pueden utilizarse explosores como supresores de transitorios. En el extremo unido a masa debería conectarse una resistencia en serie, no inductiva, de al menos un ohmio por voltio, para limitar la corriente cuando salta la chispa.

Los transitorios pueden también limitarse con técnicas de conmutación, disminuyendo, por ejemplo, la velocidad de interrupción. Un interruptor o fusible que no corte bruscamente la corriente limitará los transitorios a un nivel más bajo, ya que parte de la energía transitoria se disipa en el arco. Otro método útil lo constituye la interrupción secuencial. Si se desconecta el cortocircuito rectificador antes de abrir el primario (funcionamiento acoplado), los transitorios de tensión no llegan a los diodos.

6.3.1. Empleo de redes RC sencillas con diodos convencionales

Las fórmulas siguientes constituyen una aproximación segura en el proyecto de redes RC para protección de diodos contra transitorios de tensión, basadas en la interrupción de la corriente imanadora del transformador. Por tratarse de los transitorios más importantes producidos por el circuito, los componentes de protección calculados serán adecuados para eliminar todos los demás tipos de transitorios.

Los elementos del circuito RC supresor que debe colocarse en paralelo con cada rama del transformador (o cada diodo), han de adaptarse a los valores que siguen. La capacidad (en microfaradios) y la resistencia (en ohmios) en paralelo con el primario del transformador deben ser:

$$C_1 = A_1 I_{magn}/V_1, \qquad R_1 = B_1/C_1, \qquad \text{(6-1a)}$$

y en paralelo con el secundario del transformador (o diodo):

$$C_2 = A_2(I_{magn}/V_2)k_t^2, \qquad R_2 = B_2/C_2, \qquad \text{(6.1b)}$$

siendo V_1 = tensión eficaz del primario del transformador,
V_2 = tensión eficaz del secundario del transformador,
k_t = relación primario-secundario (= V_1/V_2),
I_{magn} = corriente eficaz de imanación del primario.

Los factores A_1, A_2, B_1 y B_2 dependen de la relación entre $V_{RSMmáx}$, máxima tensión inversa de pico no repetitiva, y V_{RWM}, cresta inversa de trabajo (excluyendo los transistores) impuesta por el circuito, y que pueden obtenerse de la tabla 6-1.

Tabla 6-1

$V_{RSMmáx}/V_{RWM}$	1,0	1,25	1,5	2,0
A_1	800	550	400	200
A_2	900	620	450	225
B_1	300	260	225	150
B_2	350	310	275	200

Ejemplo

Un circuito trifásico en puente de onda completa, previsto para dar una corriente media de 15 A por diodo, es alimentado por una red trifásica de 380 V (secundario conectado en estrella). La relación primario-secundario es de 1:1; la corriente de imanación del primario es de 5 A; las fluctuaciones de la red son de ± 10 %. Calcular los elementos del circuito RC supresor de transitorios que debe conectarse en paralelo con el secundario del transformador.

La tabla 9-3 muestra que la cresta de trabajo inversa impuesta por el circuito es:

$$V_{RWM} = 2{,}45 V_L = 2{,}45 \times 1{,}10 \times 380 = 1025 \text{ V}.$$

Así pueden tomarse dos diodos BYX13-1200R en serie por rama del puente. La tensión $V_{RSM\text{máx}}$ de cada diodo es 1.200 V y la V_{RWM} por diodo es 1025/2 = 513 V, por tanto

$$V_{RSM\text{máx}}/V_{RWM} = 1200/513 > 2{,}0.$$

Con esto, según la tabla 6-1 es $A_2 = 225$ y $B_2 = 200$. Y de la ecuación 6-1b resulta:

$$C = 225(5/380)1^2 = 2{,}95 \ \mu\text{F},$$
$$R = 200/2{,}95 = 68 \ \Omega.$$

6.3.2. Empleo de redes RC sencillas con diodos de avalancha controlada

Los diodos de avalancha controlada pueden absorber una cantidad determinada de energía transitoria en sentido inverso, según queda especificado en sus características. Con todo, si es probable que se exceda el régimen de potencia inversa no repetitiva, debe disponerse de elementos supresores de transitorios para evitar su destrucción. Cuando los diodos de avalancha controlada se conectan en serie, el transitorio se distribuye entre ellos, porque todos pueden trabajar en su región de ruptura por avalancha. En cambio, si se trata de diodos conectados en paralelo, casi todo el transitorio de potencia será absorbido por un solo diodo, precisamente por el de tensión de ruptura más baja.

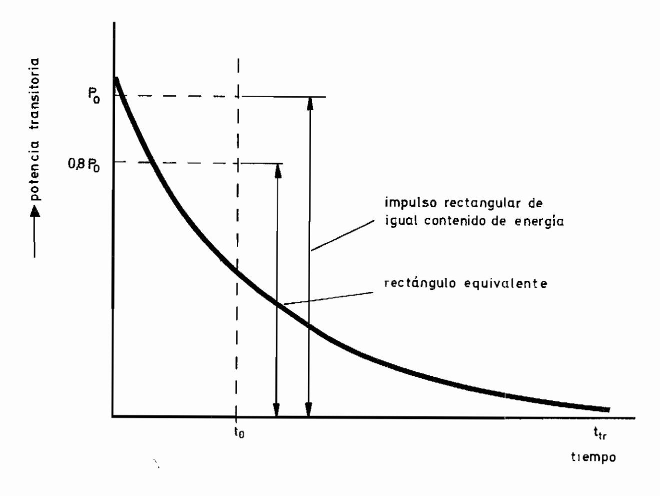


Fig. 6-9. Variación con el tiempo de la potencia transitoria generada al desconectar el primario de un transformador, con los impulsos de potencia equivalente

El cálculo de la red *RC* que debe ponerse en paralelo con el secundario del transformador (o diodos) será explicado en el análisis siguiente y acompañado por ejemplos de proyectos. Los cálculos se basan en la hipótesis del peor de los casos, es decir, en la desconexión del primario de un transformador sin carga. (En un sistema rectificador real la energía transitoria se descargará sólo en la rama que está polarizada inversamente en el momento de desconectar el primario del transformador.) La energía magnética almacenada en el núcleo del transformador es liberada al interrumpirse la corriente imanada, y la potencia transitoria disminuirá (aproximadamente) en forma exponencial, como indica la figura 6-9. La duración del impulso, t_{tr}, expresada en segundos, puede ser calculada por la fórmula siguiente:

$$t_{tr} = V_{RWM}/(V_{(BR)R} + \Delta V) \times 10^{-3}, \qquad (6.2)$$

en la que $V_{(BR)R}$ = tensión inversa de ruptura a la máxima temperatura de unión tolerada,

ΔV = disminución adicional de tensión, debida a la resistencia dinámica en la región de avalancha (se supone que esta disminución es constante durante el período de avalancha).

Esta potencia transitoria exponencial puede considerarse como equivalente a un impulso cuadrado (con el mismo contenido de energía), que tenga igual amplitud máxima P_0 y de duración t_0, o sea, que la constante de tiempo de la función exponencial esté expresada por:

$$t_0 = t_{tr}/4. \qquad (6\text{-}3)$$

La energía transitoria suministrada por el transformador es entonces:

$$W = P_0 t_0. \qquad (6\text{-}4)$$

El cálculo del pico de temperatura de la unión basado en un impulso cuadrado de amplitud P_0 y duración t_0 será demasiado desfavorable, ya que el transitorio real se prolonga por un período igual a $4t_0$, permitiendo que la superficie de la unión se enfríe. Para obtener aproximadamente la misma temperatura de pico de la unión debe sustituirse el tran-

sitorio real por un impulso rectangular equivalente de amplitud $0{,}8P_0$, aunque la energía absorbida por el diodo es en realidad P_0t_0.

Si la totalidad de la energía del transformador puede ser absorbida por los diodos, no es preciso incorporar elementos supresores de transitorios; pero si el contenido de energía del transitorio excede los límites de potencia inversa no repetitiva del diodo, debe procurarse algún sistema de protección. Esto puede conseguirse poniendo en paralelo redes RC en serie con los secundarios del transformador; la máxima capacidad requerida C (expresada en μF) puede obtenerse de la fórmula empírica siguiente:

$$C = 10^6(W - nP_{RSM\text{máx}}\, t_0)/(nV_{(BR)R\text{mín}})^2, \qquad (6\text{-}5)$$

en la que $P_{RSM\text{máx}}$ = especificación de potencia inversa para impulsos de potencia rectangulares de duración t_0, en (W),

t_0 = $(V_{RWM}/4V_{(BR)R\text{mín}}) \times 10^{-3}$ (s)

$V_{(BR)R\text{mín}}$ = mínima tensión inversa de ruptura de la máxima temperatura de la unión tolerable en (V),

n = número de diodos conectados en serie.

La resistencia en serie requerida se obtiene de:

$$R = B/C, \qquad (6\text{-}6)$$

en la que C se expresa en μF; el factor B_2, que aquí es igual a $V_{(BR)R\text{mín}}/V_{RWM}$, puede suponerse igual al que se da en la tabla 6-1 para la relación $V_{RSM\text{máx}}/V_{RWM}$.

El proceso de cálculo es ahora el siguiente. Examinar primero si la energía transitoria entregada por el transformador puede ser absorbida con seguridad por el diodo de avalancha controlada en el tiempo determinado por las ecuaciones 6-2 y 6-3. En estas ecuaciones debe utilizarse la máxima tensión inversa de ruptura $V_{(BR)R\text{máx}}$, ya que este valor proporciona el tiempo más corto en el que el diodo absorberá el aumento de energía dado. Este es el caso más desfavorable. Luego. si se rebasan los límites de potencia inversa de cresta no repetitiva, se podrá calcular la capacidad necesaria por medio de la ecuación 6-5, basada en la mínima tensión inversa de ruptura; esto nos da la máxima capacidad requerida.

Analizaremos primero un caso en el que los diodos de avalancha controlada pueden absorber la energía transitoria almacenada en el transformador.

Ejemplo

Un sistema rectificador trifásico en puente, con tres diodos de avalancha controlada BYX27-600 en serie por rama, está alimentado por un transformador de 1 MVA, que trabaja a 50 Hz y puede entregar hasta 9 Ws, si su primario se desconecta. La tensión del secundario es de 640 V por fase.

La cresta de tensión inversa impuesta por el circuito a cada diodo es:

$$V_{RWM} = 640\sqrt{2}\cdot\sqrt{3}/3 = 523\text{ V}.$$

La máxima tensión inversa de ruptura del BYX27-600 para $T_j = 25$ °C es de 1.050 V. Por la ecuación 3-3 o bien, por las hojas de características, deberán añadirse 170 V, ya que $T_{j\,\text{máx}} = 190$ °C. Además, la caída de tensión de la resistencia dinámica en la región de avalancha es de 170 V. Así:

$$V_{(BR)R\text{máx}} + \Delta V = 1050 + 170 + 170 = 1{,}390\text{ V}.$$

Por la ecuación 6-2:

$$t_{tr} = (523/1{,}390) \times 10^{-3} \approx 0{,}4\text{ ms}.$$

de donde, por la ecuación 6-3:

$$t_0 = t_{tr}/4 = 0{,}1\text{ ms}.$$

Parte de la energía transitoria generada por el transformador de alimentación se disipa en el disyuntor del circuito primario y se almacena en la capacidad del bobinado secundario. Suponiendo que un 50 % de la energía transitoria será entregada a una sola de las ramas, cada uno de los tres diodos conectados en serie puede tener que absorber:

$$W = 9/(2\times 3) = 1{,}5\text{ Ws}.$$

Según la ecuación 6-4, la potencia transitoria máxima por diodo es:

$$P_0 = W/t_0 = 1{,}5/10^{-4} = 15\text{ kW}.$$

El impulso de potencia equivalente P_{eq} para $t_0 = 0{,}1$ ms es 0,8 veces este valor, es decir, 12 kW. Las características especifican que con una duración del impulso de 0,1 ms, es $P_{RSM\text{máx}} = 17$ kW ($T_j = 190$ °C). Este valor es superior a la potencia eficaz del transitorio, de modo que no se necesitan elementos supresores de transitorios.

En el ejemplo siguiente no puede prescindirse de los elementos de supresión de transitorios.

Ejemplo

Un rectificador trifásico en puente es alimentado por un transformador de 500 kVA, a 50 Hz, capaz de entregar una energía transitoria de hasta 7,5 Ws cuando se desconecta el primario del transformador. La tensión secundaria es de 220 V por fase. En cada rama se conectan tres diodos de avalancha controlada BYX23-600 en paralelo.

La tensión inversa de cresta impuesta por el circuito a cada diodo es:

$$V_{RWM} = 220\sqrt{6} = 540\text{ V}.$$

La máxima tensión inversa de ruptura del BYX23-600 a $T_j = 25$ °C es de 1.500 V. Añadiendo 170 V debido a que $T_{j\,\text{máx}} = 190$ °C y poniendo $\Delta V = 190$ V, tendremos:

$$V_{(BR)R\text{máx}} + \Delta V = 1050 + 170 + 190 = 1410\text{ V}.$$

Por las ecuaciones 6-2 y 6-3:

$$t_0 = (540/1410)/4 = 0{,}1\text{ ms}.$$

Suponiendo, también, que un 50 % de la energía transitoria del transformador pasa a una sola rama, y teniendo en cuenta que esta vez un solo diodo absorberá casi toda la energía contenida en el transitorio, cada diodo podrá absorber:

$$W = 7{,}5/2 = 3{,}75 \text{ Ws}.$$

La ecuación 6-4 da la máxima potencia transitoria por diodo:

$$P_0 = W/t_0 = 3{,}75/10^{-4} = 37{,}5 \text{ kW}.$$

Con $t_0 = 0{,}1$ ms, esto corresponde a un impulso de potencia equivalente P_{eq} de 0,8 veces este valor, es decir, 30 kW, lo cual excede en mucho al valor $P_{RSM\text{máx}} = 6{,}4$ kW, dado por las características para un impulso rectangular de 0,1 ms a $T_j = 190$ °C. Por consiguiente, será necesaria una red RC en paralelo con cada secundario del transformador. El cálculo de la máxima capacidad requerida debe basarse en la mínima tensión inversa de ruptura, 750 V a $T_j = 25$ °C. Añadiendo también 125 V porque $T_j = 190$ °C, tenemos:

$$V_{(BR)R\text{mín}} = 750 + 125 = 875 \text{ V},$$

y aplicando las ecuaciones 6-2 y 6-3:

$$t_0 = V_{RWM}/4V_{(BR)R\text{mín}} = 540/4 \times 875 = 0{,}15 \text{ ms}.$$

Según las características, $P_{RSM\text{máx}} = 5{,}5$ kW con un impulso rectangular de 0,15 ms de duración y $T_j = 190$ °C, lo cual significa que el diodo puede absorber:

$$P_{RSM\text{máx}}\, t_0 = 5{,}5 \times 0{,}15 = 0{,}83 \text{ Ws}.$$

Según la ecuación 6-5, con $n = 1$:

$$C = 10^6(3{,}75 - 0{,}83)/875^2 = 3{,}8\ \mu\text{F}.$$

Según la tabla 6-1, con

$$V_{(BR)R\text{mín}}/V_{RWM} = 750/540 = 1{,}4.$$

el valor de B_2 es 290, que llevado a la ecuación 6-6 resulta:

$$R = 290/3{,}8 = 76\ \Omega.$$

Para salvaguardar los diodos debe conectarse en paralelo con cada secundario del transformador (entre fase y neutro) un condensador de 3,8 μF en serie con un resistor de 68 ohmios.

6.3.3. Supresión de transitorios cíclicos

En el caso de conmutación cíclica de un diodo a otro, se producirán fenómenos de recuperación inversa en el diodo desconectado, los cuales originarán corrientes inversas. Éstas inducirán un campo magnético en la inductancia de fuga del transformador. En el instante en que el diodo bloqueado deja de conducir, este campo produce un transitorio que sólo es absorbido parcialmente por la pequeña capacidad interna del diodo. En consecuencia, hay peligro de rebasar sus límites de tensión inversa.

La capacidad para absorber transitorios puede aumentarse hasta el nivel necesario, conectando un condensador en paralelo con el diodo. El valor de la capacidad adicional C depende de que la energía $\frac{1}{2}\,CV^2$, con una tensión inferior a $V_{R\text{máx}}$ del diodo, supere la energía $\frac{1}{2}\,Li^2$ del transitorio de conmutación. En general, la energía de conmutación es relativamente pequeña, de modo que no es preciso tomar medidas adicionales si se han incorporado redes de supresión en el secundario para absorber los transitorios debidos a la corriente de imanación. En caso contrario bastará una capacidad comprendida entre 0,5 μF y 2 μF.

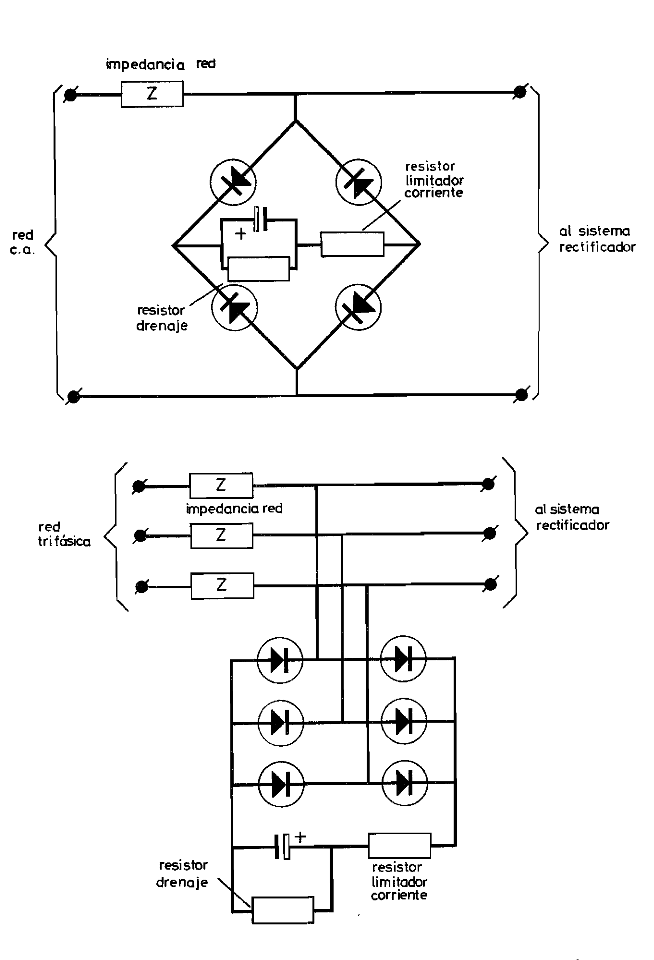


Fig. 6-10. Supresión de los transitorios de la red: *a*, monofásica; *b*, trifásica

6.3.4 Empleo de redes complejas para suprimir sobretensiones transitorias

Para suprimir los transitorios de la red la solución más económica suele consistir en conectar un condensador electrolítico y un resistor de drenaje (constante de tiempo de unos 2 s), por medio de un puente de diodos, en paralelo con la alimentación, como se indica en las figs. 6-10 a y 6-10b. El bajo valor de la impedancia de la línea impone el uso de

capacidades de valor elevado; el derivar cada línea por condensadores de papel o similares en general carece de importancia.

La fig. 6-11 muestra un circuito de protección contra transitorios más elaborado, tipo «palanca» (crow-bar), que se conecta en paralelo con la alimentación. Este sistema de doble vía no actúa en condiciones normales de trabajo. Pero si se presenta un transitorio, el diodo de avalancha controlada D_5 conducirá a través de D_4 y D_2 o D_5 y D_1, según sea la polaridad del transitorio. Uno de los tiristores Th_1 o Th_2 se disparará y conducirá durante el resto del semiperíodo, provocando una disminución de tensión en la impedancia de la línea. La velocidad de respuesta es muy alta, ya que el tiempo de conmutación del tiristor es extremadamente corto (1 a 3 μs). Los diodos D_1 y D_4 protegen las puertas de los tiristores contra tensiones inversas excesivas.

El circuito de la fig. 6-12, que se conectará en paralelo con la salida del rectificador, es muy útil en los casos en que la carga no puede absorber la energía transitoria, por ser inductiva, o bien si puede estar desconectada. El diodo D_1 debe poder admitir la corriente de carga del condensador y resistir la tensión de cresta de salida del rectificador. La capacidad del condensador C_1 depende de la aplicación real y debe determinarse experimentalmente. El resistor R_1 se elige normalmente de modo que la constante de tiempo R_1C_1 sea del orden de 2 s.

En la fig. 6-13 se presenta una red parecida para protección individual de diodos. Su uso será interesante donde se necesite gran capacidad, ya que permite emplear un condensador electrolítico. El condensador C_1 se carga hasta la tensión de cresta inversa aplicada al circuito, y que aparece en los bornes del diodo D_1 que debe ser protegido. Los transitorios de tensión inversa provocan conducción en D_2 y la energía transitoria es almacenada en C_1 y absorbida por R_1 y R_2.

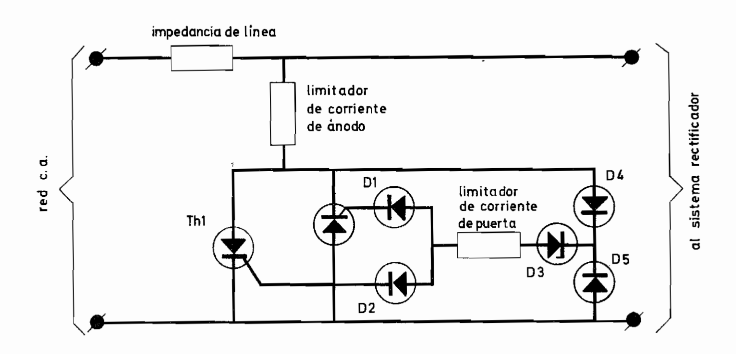


Fig. 6-11. Protección de doble vía «en palanca» *(crow-bar)*, contra los transitorios de la red

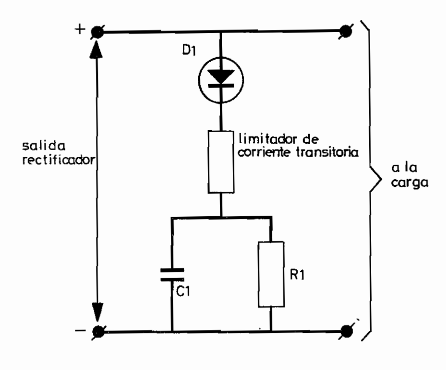


Fig. 6-12. Red de supresión de transitorios a la salida de un rectificador

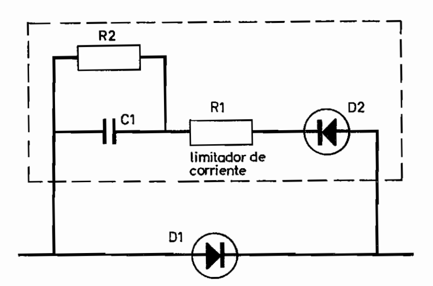


Fig. 6-13. Red individual de protección de diodos

AMPLIFICADORES PARA SORDOS

con el circuito integrado TAA370

La aplicación de circuitos integrados a la construcción de amplificadores para sordos ha permitido una reducción considerable del tamaño y peso de estos aparatos. En este artículo se describen cinco audífonos de fácil realización en los que se emplea el circuito integrado TAA 370.

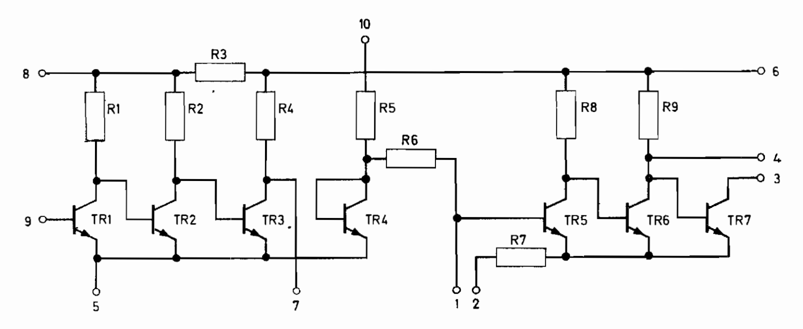
El circuito integrado TAA 370 es un amplificador de baja frecuencia especialmente desarrollado para la construcción de audífonos de muy reducido tamaño. En este artículo damos los esquemas y características de cinco aparatos para potencias de salida de 0,5 mW, 0,8 mW, 0,9 mW y 1,5 mW. Todos se caracterizan por:

a) una elevada estabilidad de c.c. y de c.a. contra variaciones de la tensión de alimentación,
b) una elevada estabilidad contra variaciones de la temperatura,
c) un bajo consumo de corriente, y
d) una elevada ganancia.

El circuito integrado TAA 370 consta de siete transistores y nueve resistores, dispuestos de modo que forman dos secciones amplificadoras independientes. El control de volumen se conecta entre estas dos secciones, empleando acoplamiento capacitivo y un circuito convencional, con el cual se logra un margen de control de 45 dB.

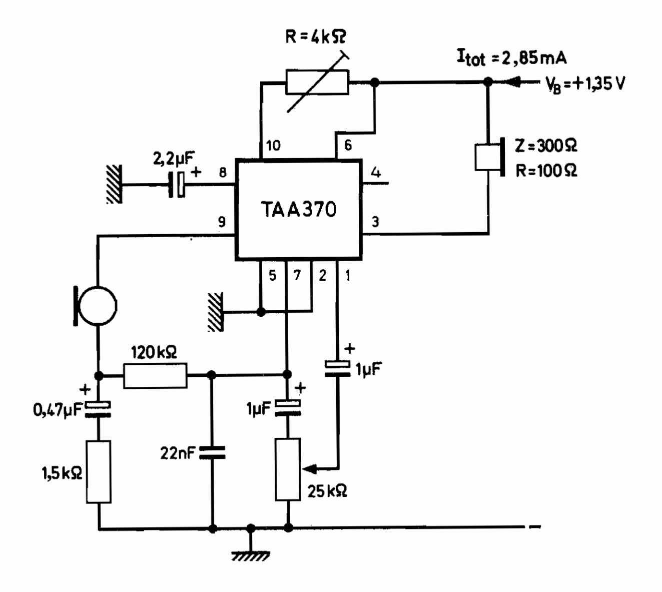
La primera sección consta de tres transistores amplificadores con acoplamiento directo. La segunda de tres transistores amplificadores con acoplamiento directo. El transistor TR4 está conectado en forma de diodo polarizado en sentido directo y proporciona la polarización de base adecuada para el trabajo del transistor TR5.

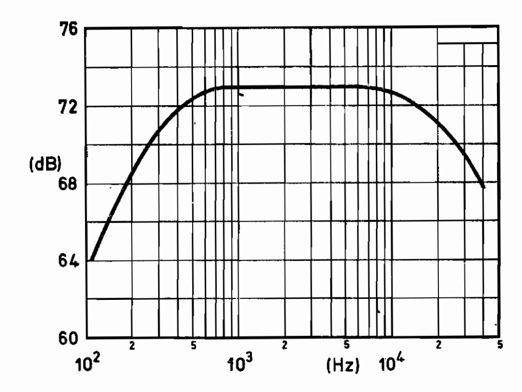
Circuito	Tensión de alimentación (V)	Impedancia salida (Ω)	Potencia salida (mW)	Consumo corriente (mA)
1	1,35	300	1,5	2,85
2	1,35	600	0,9	1,85
3	1,55	1 k	0,8	1,65
4	1,55	1 k	0,5	1,0
5	1,35	600	0,9	1,85



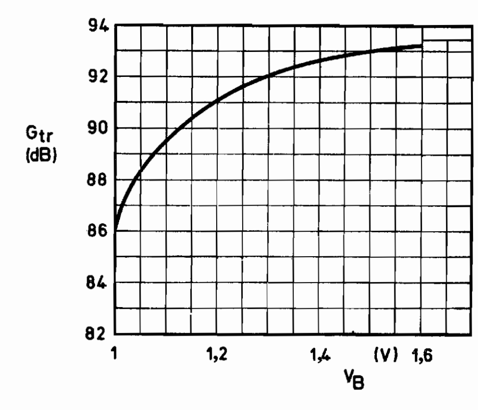
Esquema del circuito integrado TAA 370 empleado en amplificadores para sordos

Audífono: salida de 1,5 mW

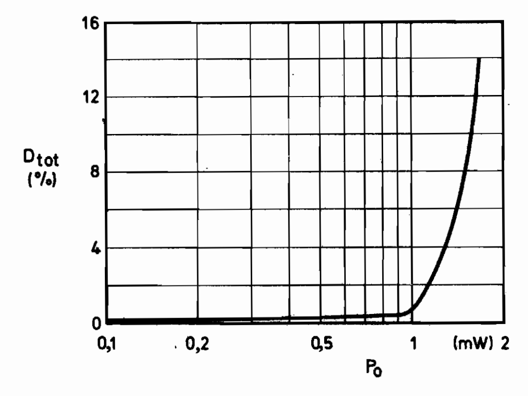




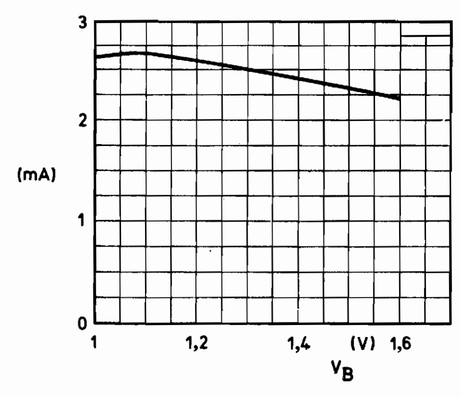
Ganancia de tensión en función de la frecuencia



Ganancia de transducción en función de la tensión de alimentación

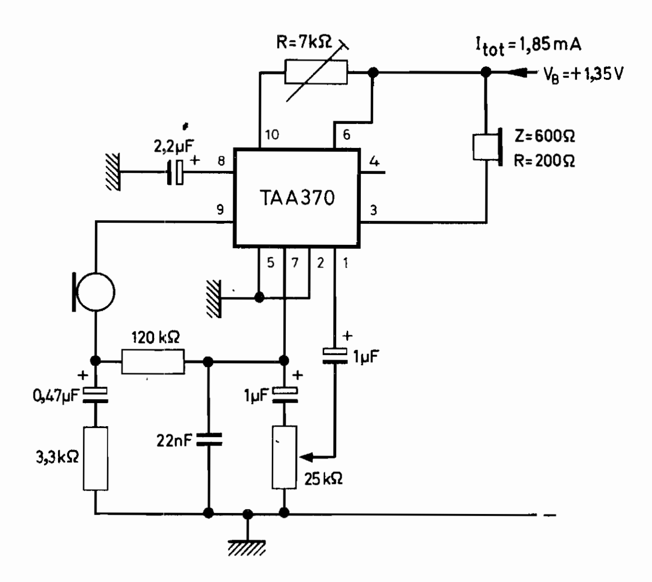


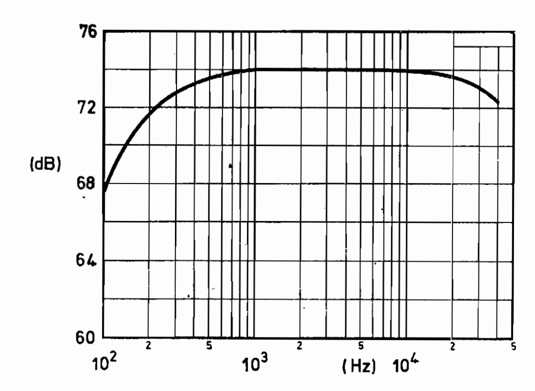
Distorsión total en función de la potencia de salida



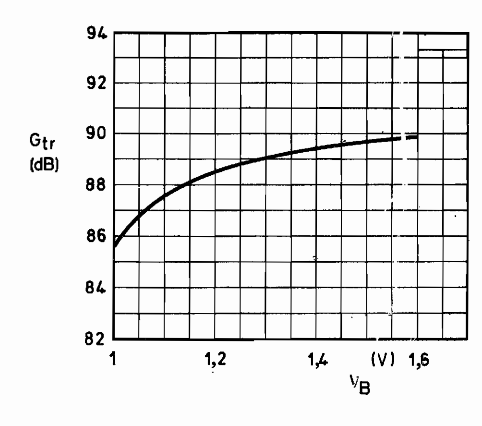
Corriente de colector del transistor de salida en función de la tensión de alimentación

Audífono: salida de 0,9 mW

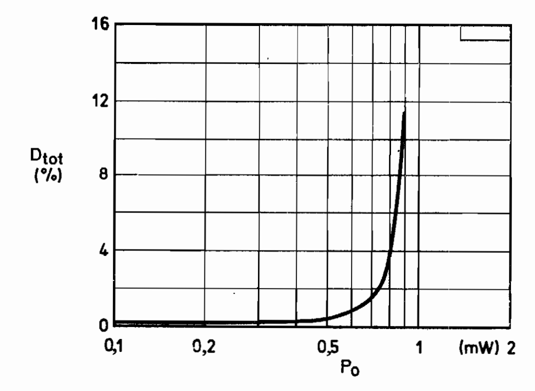




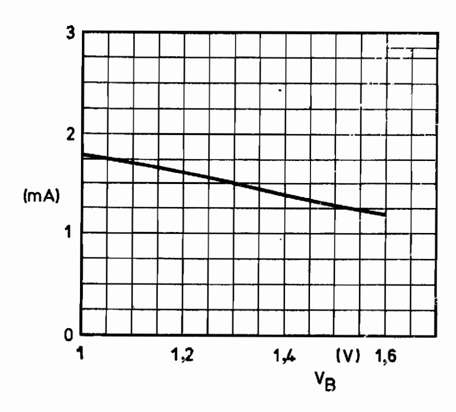
Ganancia de tensión en función de la frecuencia



Ganancia de transducción en función de la tensión de alimentación

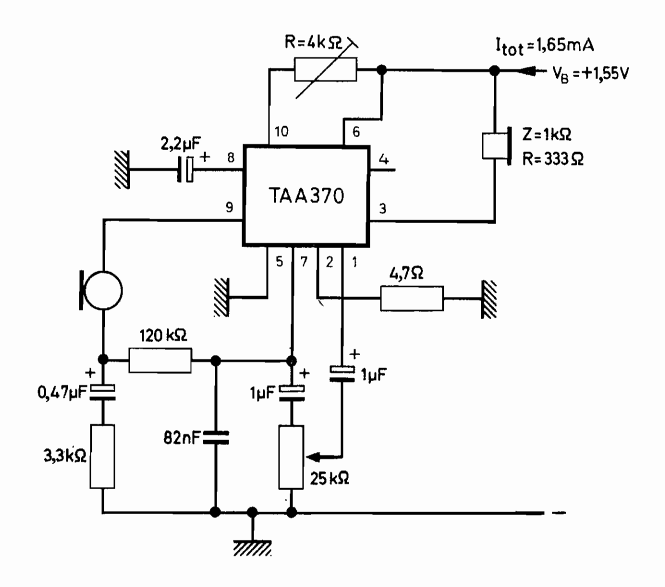


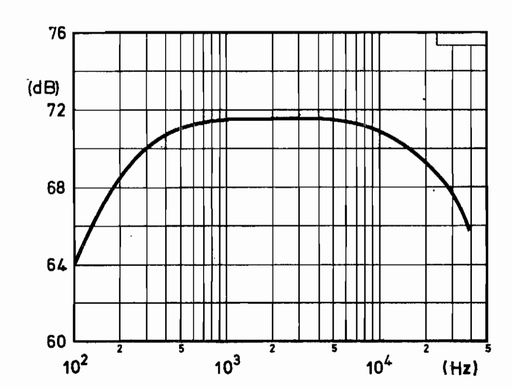
Distorsión total en función de la potencia de salida



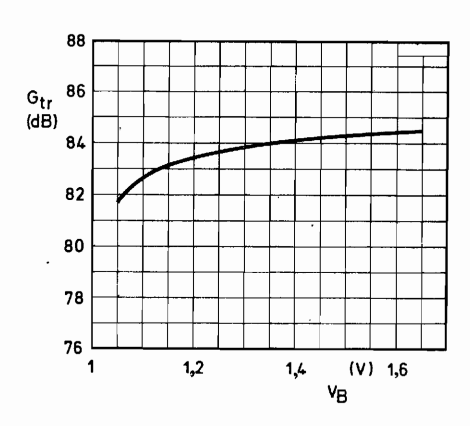
Corriente de colector del transistor de salida en función de la tensión de alimentación

Audífono: salida de 0,8 mW

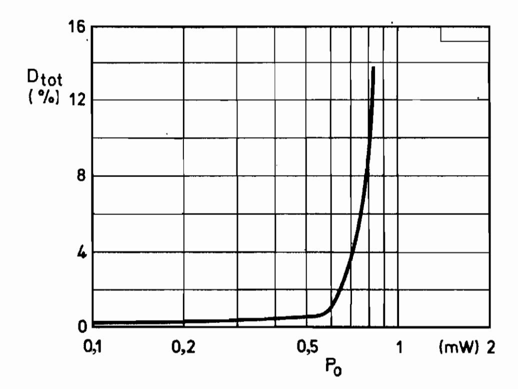




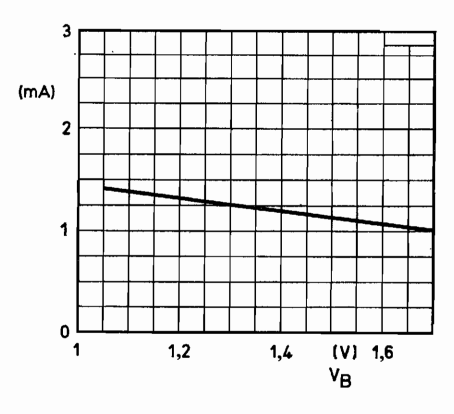
Ganancia de tensión en función de la frecuencia



Ganancia de transducción en función de la tensión de alimentación

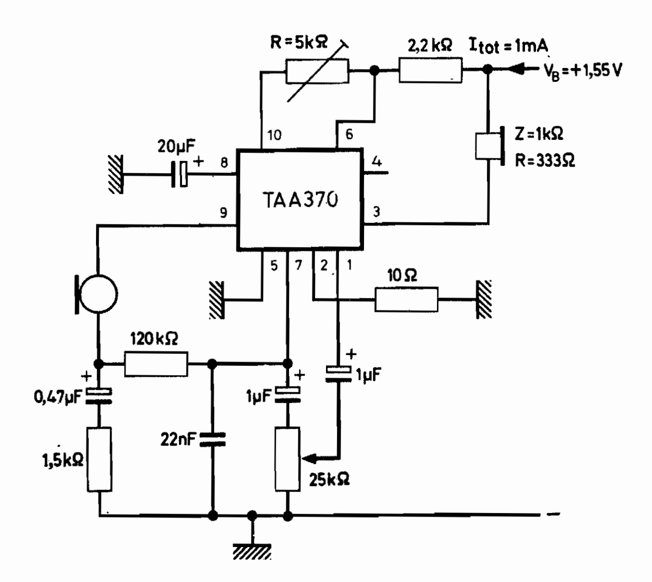


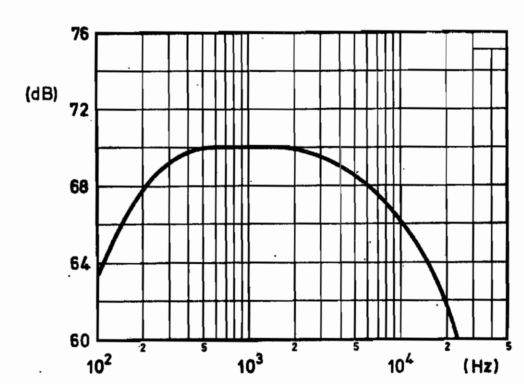
Distorsión total en función de la potencia de salida



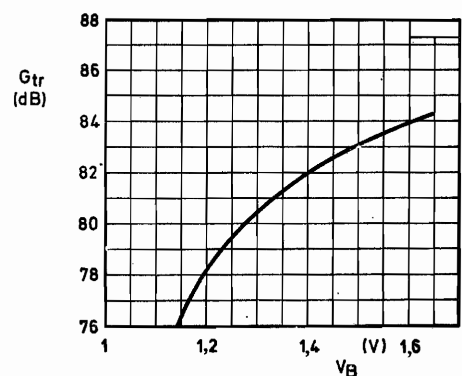
Corriente de colector del transistor de salida en función de la tensión de alimentación

Audífono: salida de 0,5 mW

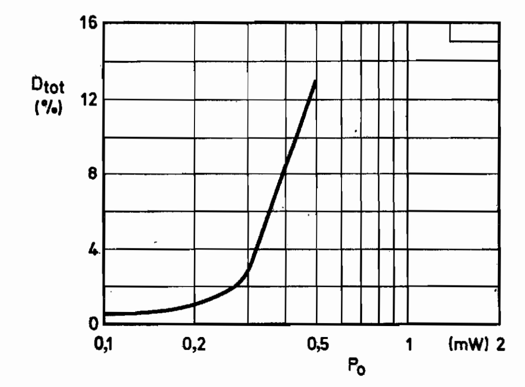




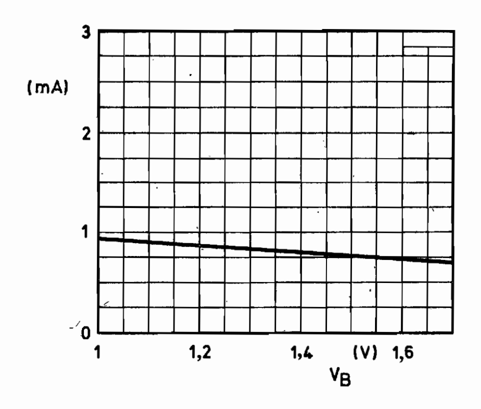
Ganancia de tensión en función de la frecuencia



Ganancia de transducción en función de la tensión de alimentación

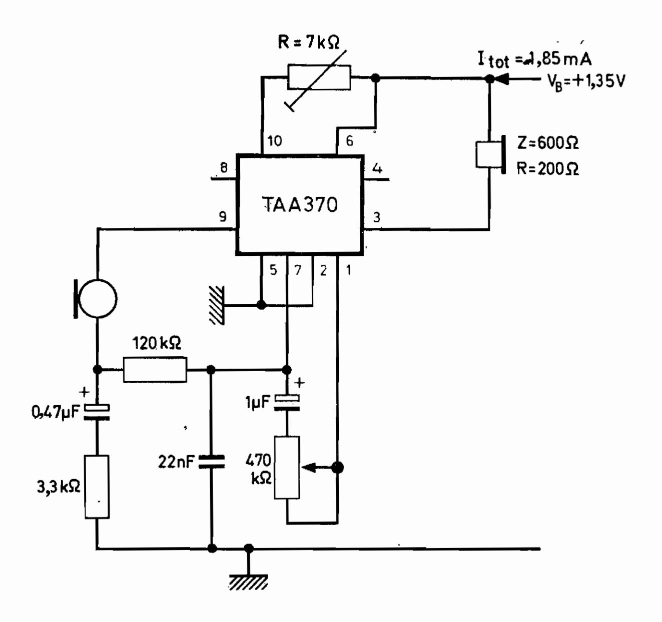


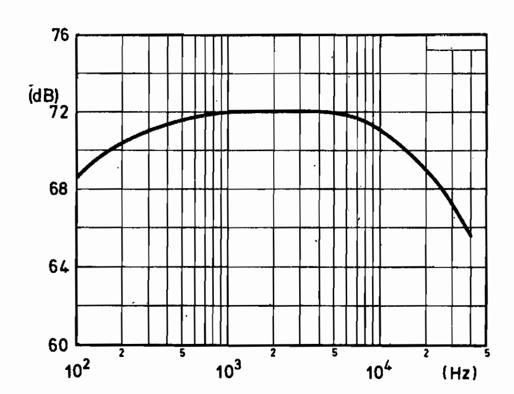
Distorsión total en función de la potencia de salida



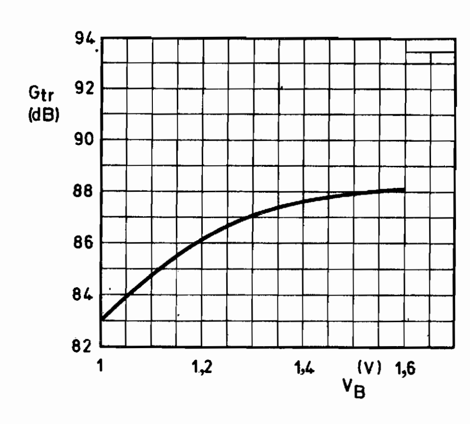
Corriente de colector del transistor de salida en función de la tensión de alimentación

Audífono: salida de 0,9 mW

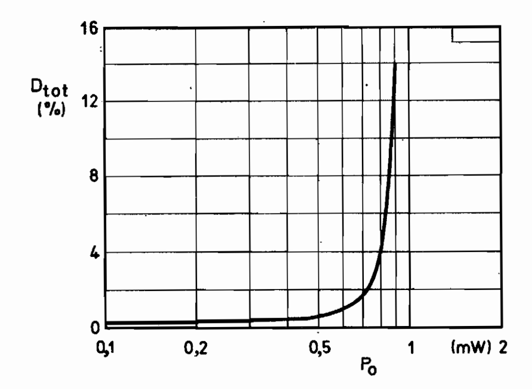




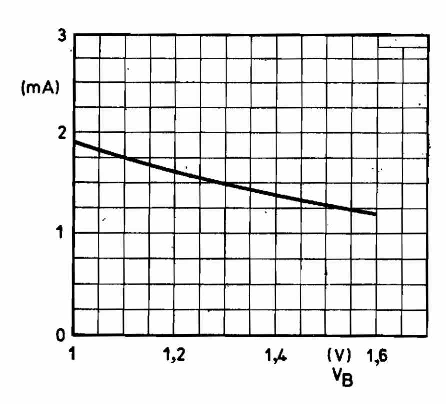
Ganancia de tensión en función de la frecuencia



Ganancia de transducción en función de la tensión de alimentación



Distorsión total en función de la potencia de salida



Corriente de colector del transistor de salida en función de la tensión de alimentación

LIBROS



AMPLIFICADORES DE AUDIO TRANSISTORIZADOS, por S.J. Hellings. Un volumen de 397 páginas (16 × 22 cm). Biblioteca Técnica Philips. Paraninfo. Madrid, 1970.

Este libro está dedicado al estudio de la aplicación de los transistores en amplificadores de audiofrecuencia. En los primeros capítulos se presenta un resumen sobre los materiales semiconductores, el funcionamiento del transistor, sus parámetros y características, etc. En los siguientes capítulos se tratan temas ya específicamente relacionados con los amplificadores, tales como: cálculo de circuitos transistorizados, realimentación, efecto de la temperatura sobre el punto de funcionamiento, limitación de frecuencia, acoplamientos interetapas, control de tono, compensación de las características de grabación de los gramófonos, ruidos, etapas simétricas y asimétricas, unidad de alimentación, estabilidad, distorsión, etc.

Constituye, en suma, un libro sumamente interesante y útil para proyectistas, técnicos dedicados al empleo de transistores en amplificadores de audio, tanto por la forma de presentar y tratar el tema, como por la cantidad de información contenida.



TECNICA DE CONMUTACION CON RELES, por J. Th. Appels y B.H. Geels. Un volumen de 374 páginas (16 × 22 cm). Biblioteca Técnica Philips. Paraninfo. Madrid, 1969.

La automatización, destinada a sustituir las tareas manuales por máquinas, adquiere cada día mayor relieve. Todos los que deseen diseñar, instalar o mantener un equipo de proceso de datos deben tener un buen conocimiento de los principios básicos de la técnica de la conmutación. Este libro está destinado al estudio de estos principios de una forma sencilla y sin recurrir a complicadas matemáticas.

Aunque la obra trata de los elementos básicos de los circuitos con relés, gran parte de la información suministrada es necesaria para la comprensión de la técnica de la conmutación electrónica. Se describe con detalle los distintos códigos y su aplicación a circuitos contadores, decodificadores, computadores, registro, conversores, de identificación y análisis, etc.

Cada capítulo viene acompañado de una serie de problemas y ejercicios prácticos, cuyas soluciones se dan al final del libro, y gracias a las cuales se facilita el estudio de los temas descritos.



INSTRUMENTOS DE MEDIDA Y SU USO, de Werner M. Kohler. Un volumen de 126 páginas (12 × 17 cm), con 116 figuras. Colección «Electrónica Práctica». Marcombo. Barcelona, 1968.

Los instrumentos de medida en sus diversas formas constituyen un auxiliar imprescindible para la realización de montajes electrónicos o para la comprobación del funcionamiento de los mismos. Este manual estudia con detalle los instrumentos de medida e indica al mismo tiempo los métodos para efectuar las correspondientes medidas.

Después de establecer el concepto de medida y de haber presentado los conceptos y símbolos básicos de esta tecnología, explica la construcción de los instrumentos. Se estudian los dispositivos de bobina móvil, imán móvil, hierro móvil, electrodinámicos, de inducción, electrostáticos, térmicos, bimetálicos, etc.

Se considera la forma de montaje de acuerdo con la finalidad a que se destina cada instrumento y se describen varios de éstos, tales como los portátiles, para cuadros, para laboratorios, registradores y de precisión.

A continuación se explica el modo de realizar las medidas, con indicación del tipo de instrumento a emplear para cada caso.

Un amplio capítulo estudia los instrumentos múltiples y su construcción, al propio tiempo que describe algunos de los existentes en el mercado.

Al final del libro se han incluido unas tablas con los símbolos más usuales que aparecen corrientemente en los esquemas electrónicos.



PROBLEMAS DE ELECTRÓNICA, por F. Artero Pujol. Un volumen de 196 páginas (16 × 23 cm). Zaragoza, 1969.

Esta obra es un complemento del libro «*Introducción a la Electrónica Industrial*» del mismo autor (véase Revista Miniwatt, vol. 5, n.º 4, pág. 31).

Contiene una completa colección de problemas sobre temas de electrónica clasificados en once capítulos: Diodo y circuitos rectificadores, Triodo y circuitos amplificadores, Pentodo y amplificadores de baja frecuencia, Realimentación negativa, Amplificadores de alta frecuencia, Tubo de rayos catódicos y oscilógrafo, Diodos de gas y tiratrones, Circuitos básicos estabilizadores de tensión, Células fotoeléctricas y fotodiodos, Diodos de unión PN y circuitos rectificadores, Transistores y circuitos amplificadores.

Más de la mitad de los problemas están resueltos y pueden ser utilizados como ejemplo para la resolución de los demás problemas, de los que únicamente se publica el enunciado.

Como complemento, se incluyen en este volumen una interesante serie de curvas características de válvulas receptoras, diodos y transistores de uso corriente para la realización de ejercicios y problemas, código de colores, y tablas de logaritmos y de funciones trigonométricas.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A

REVISTA MINIWATT - Copresa

BALMES, 22 - ***BARCELONA - 7***


REVISTA "Miniwatt"
18 Pts.
Vol. 9 - Núm. 6

SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES (UNIDADES S.I.)

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	grado Kelvin	°K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián (radiante)	rad	
Angulo sólido	estereorradián (estereorradiante)	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	s^{-1}
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo, por segundo		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo, por segundo		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg{\cdot}m/s^2$
Presión (tensión mecánica)	newton por metro cuadrado		N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/s
Viscosidad dinámica	newton·segundo por metro cuadrado		$N{\cdot}s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N·m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A·s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Capacidad eléctrica	faradio	F	A·s/V
Flujo magnético	weber	Wb	V·s
Inductancia	henrio	H	V·s/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd·sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminación	lux	lx	lm/m^2

MULTIPLOS	PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
	tera	T	10^{12}
	giga	G	10^9
	mega	M	10^6
	kilo	k	10^3
	hecto	h	10^2
	deca	da	10

SUBMULTIPLOS	PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
	deci	d	10^{-1}
	centi	c	10^{-2}
	mili	m	10^{-3}
	micro	μ	10^{-6}
	nano	n	10^{-9}
	pico	p	10^{-12}
	femto	f	10^{-15}
	atto	a	10^{-18}

REVISTA *Miniwatt*

Revista técnica bimestral dedicada a la Radio, Televisión, Telecomunicaciones, Amplificación, Industria y demás aplicaciones de la Electrónica

DIRECCIÓN: LUIS ROIZ NORIEGA
Doctor Ingeniero de Telecomunicación

REDACCIÓN: JUAN GARRIGA PUJOL
Licenciado en Ciencias

EDITADA POR:
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA" S. A.
Balmes, 22 - BARCELONA - 7

Precio del ejemplar: 18 pesetas
Suscripción anual: 100 pesetas

NOVIEMBRE 1970
Vol. 9, Núm. 6

- Diodos rectificadores de silicio
  7. Protección contra sobrecorrientes . . 203
- Interruptor automático 229
- Control automático de temperatura . . . 231
- Sirena de alarma 235
- Libros. 237
- Indice del volumen 9 239

Portada: barras de antena, tubos y varillas de Ferroxcube

* Se autoriza la reproducción total o parcial de los artículos, previa notificación a la redacción de esta Revista y siempre que se mencione íntegramente la procedencia.

* La publicación de cualquier información no presupone renuncia a ningún privilegio otorgado por patente.

Depósito legal: B. 18.387-1961

GRAFESA - Nápoles, 249 — Barcelona

DIODOS RECTIFICADORES DE SILICIO

7. Protección contra sobrecorrientes

Una de las características de los diodos rectificadores de silicio es la máxima corriente que pueden soportar. Si la corriente que pasa a través de un diodo sobrepasa accidentalmente este valor, puede producirse fácilmente la destrucción del diodo con los consiguientes perjuicios en la instalación. Por ello es de suma importancia procurar que esto no ocurra y que todas las instalaciones en las que se utilicen diodos rectificadores de silicio estén protegidas contra posibles sobrecorrientes.

7.1. INTRODUCCION

Para que un circuito con diodos semiconductores trabaje satisfactoriamente, debe reunir características que le permitan resistir condiciones anormales de sobrecorriente. Estas condiciones incluyen situaciones que varían entre moderadas sobrecargas y fuertes cortocircuitos. Según la duración de una sobrecarga, la masa del diodo (constante de tiempo térmica de aproximadamente 1 s, capacidad de almacenamiento de calor de pocos Ws/°C) y la del radiador (constante de tiempo térmica de varios minutos, capacidad de almacenamiento de calor de varias decenas de Ws/°C) pueden facilitar la disipación del exceso de calor producido en el diodo. Durante un cortocircuito se producirá una cantidad de calor considerable en la superficie de la unión, con poca disipación inicial de calor. Como la constante de tiempo térmica de la unión es pequeña (alrededor de 1 ms), la superficie de la unión quedará térmicamente sobrecargada en pocos milisegundos. En un sistema de baja impedancia la corriente aumentará muy rápidamente y alcanzará una amplitud considerable, y las otras fases y ramas del circuito no elevarán apreciablemente la capacidad para soportar fallos, de modo que se puede producir la destrucción de los diodos antes de que tenga lugar la conmutación a otra rama.

Se ha propuesto (aunque no es económico) diseñar un sistema que resista la corriente producida por la peor de las averías de régimen continuo. Esto requiere una instalación especificada para una corriente muchas veces superior a la carga normal, pero un sistema así es raras veces aceptable por razones económicas o disponibilidad de espacio. Otra solución consiste en incorporar equipos protectores de actuación rápida para evitar que llegue a los diodos toda la corriente de cortocircuito.

Muchos de estos dispositivos protectores ampliamente utilizados en la actualidad, se basan en trabajos realizados cuando los rectificadores semiconductores eran desconocidos. Los interruptores de cortocircuito de gran potencia y rápida actuación, perfeccionados originalmente para proteger rectificadores de contacto mecánico, son todavía un medio eficaz para proteger diodos semiconductores. Los dispositivos de seguridad limitadores de corriente, como los limitadores de impulsos de tipo explosivo, con

tiempos de interrupción muy breves, son también válidos en este campo; tienen la ventaja de que protegen los transformadores, las barras colectoras y los dispositivos eléctricos asociados de tensiones magnéticas excesivas (proporcionales al cuadrado de la cresta de sobrecorriente).

Los cortocircuitos pueden clasificarse en las categorías siguientes:

— *Fallos de diodos*, que se presentan raramente en la práctica; pero si se dan, es más probable que formen cortocircuito en lugar de circuito abierto. Debido a la baja resistencia directa de los diodos en buen estado de las ramas adyacentes (figs. 7-1 y 7-2), estos fallos originan cortocircuito directo en la alimentación, excepto en el caso de circuito monofásico de media onda.

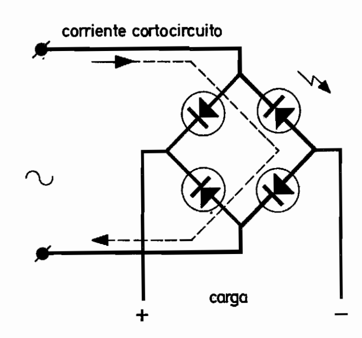


Fig. 7-1. Diodo defectuoso en un circuito rectificador monofásico de onda completa

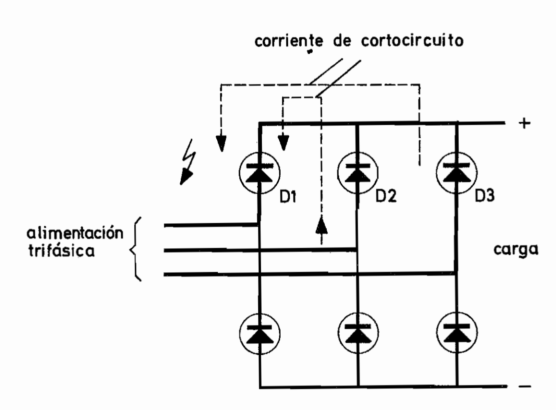


Fig. 7-2. Diodo defectuoso en un circuito rectificador trifásico de onda completa

— *Cortocircuitos externos en la alimentación o la carga*, muy improbables en un sistema bien diseñado. Según el tipo de carga, los cortocircuitos pueden producirse por causa de errores operacionales, por ejemplo.

— *Cortocircuitos externos en un rectificador de varias ramas en paralelo*, montado en estrella, que pueden causar un fuerte cortocircuito, ya que la tensión continua se mantiene por la tensión de la fase que alimenta la unidad cortocircuitada (figura 7-3). Los rectificadores en puente sólo presentan cortocircuito externo cuando fallan los diodos de ramas opuestas (fig. 7-4*a* y 7-4*b*).

Para proteger un diodo de potencia contra la eventualidad de un cortocircuito debe considerarse el valor de I^2t que tolera, el cual debe ser mayor que el

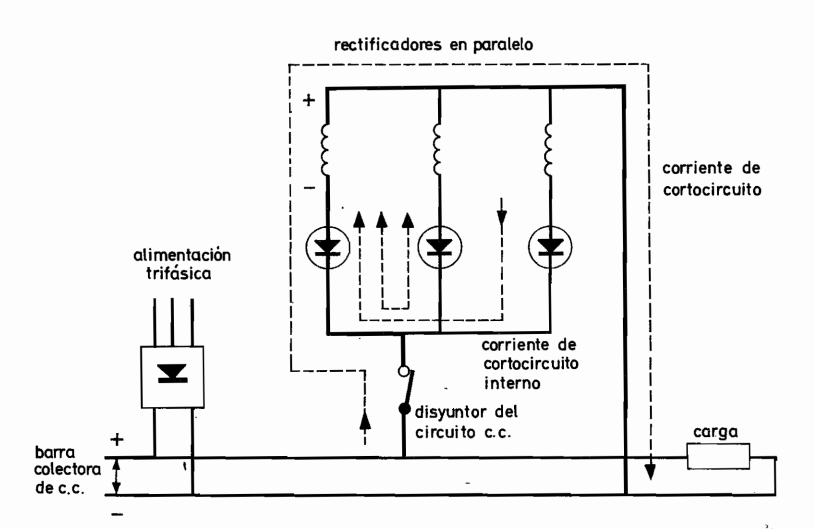


Fig. 7-3. Diodo defectuoso en un rectificador de media onda y en paralelo

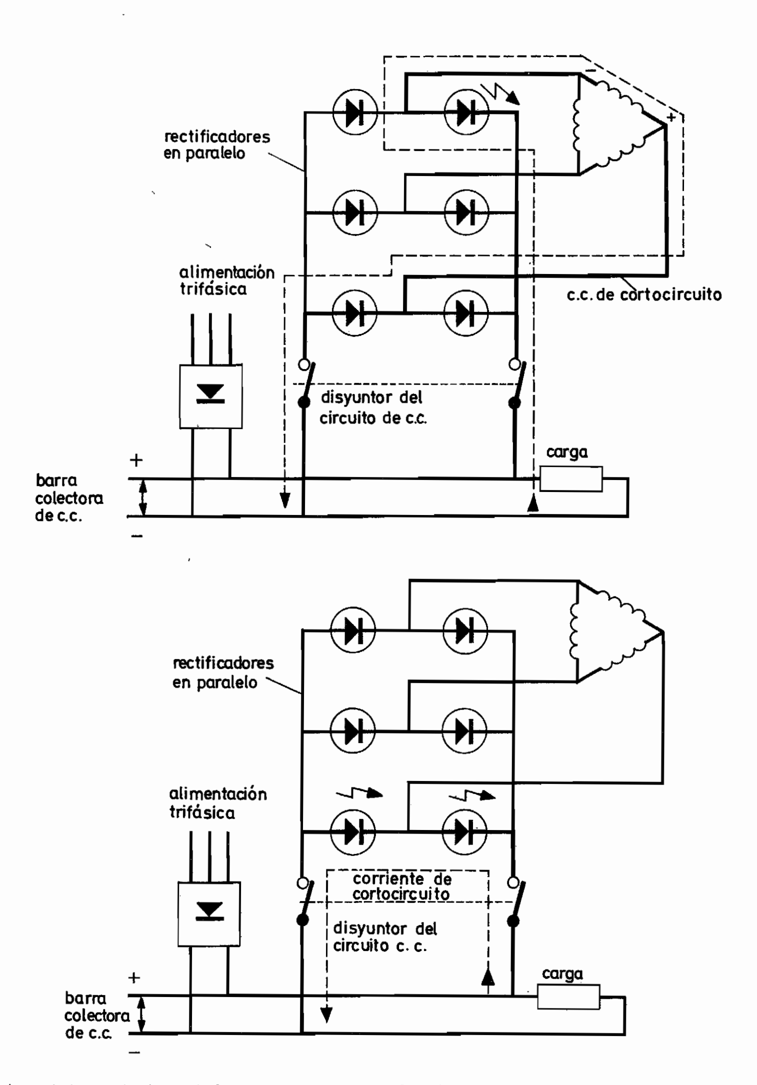


Fig. 7-4. Diodos defectuosos en rectificadores de onda completa y en paralelo: *a)* cortocircuito directo; *b)* cortocircuito a través de la alimentación

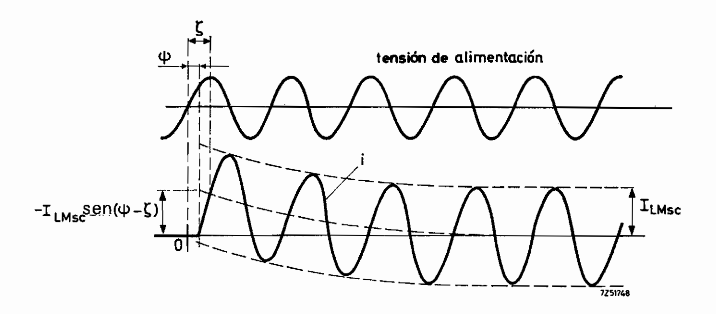


Fig. 7-5. Disminución de la corriente del diodo inmediatamente después de aplicar un cortocircuito a la carga

I^2t requerido por el circuito protector para abrir el circuito. Otras propiedades del dispositivo protector, como las corrientes de apertura y las sobretensiones transitorias durante la interrupción, nunca deben exceder los límites de sobrecorrientes y de tensiones no repetitivas de los diodos a los que protegen.

7.2. EL FENOMENO DEL CORTOCIRCUITO

Para una corriente continua de cortocircuito mantenida, el régimen permanente de corriente a través del diodo será sinusoidal y de medio ciclo de duración. Su valor de pico es igual al valor de cresta de la posible corriente simétrica de cortocircuito, es decir, la corriente que circula después de la disminución del fenómeno asimétrico al principio del cortocircuito (fig. 7-5).

Los valores instantáneos de la corriente de cortocircuito pueden expresarse por la fórmula,

$$i = I_{LMsc}\{\mathrm{sen}(\omega_S t + \psi - \zeta) - \mathrm{sen}(\psi - \zeta)\exp(-R_{sc}t/L_{sc})\}, \qquad (7\text{-}1)$$

en la que I_{LMsc} = pico de corriente de cortocircuito en régimen permanente,

ω_S = frecuencia angular de la tensión de alimentación,

t = tiempo que sigue a la iniciación del cortocircuito,

ψ = ángulo de fase en que empieza el cortocircuito, referido al anterior paso por cero, yendo hacia valores positivos, de la tensión alterna de alimentación.

$\tan\zeta$ = cociente entre la reactancia de cortocircuito ($X_{sc} = \omega L_{sc}$) y la resistencia óhmica (R_{sc}).

Puede verse que la corriente de cortocircuito consiste en una función sinusoidal con una componente exponencial superpuesta. Esta última produce un fenómeno asimétrico y se reducirá hasta casi cero en cinco o seis períodos si el cortocircuito es mantenido, quedando sólo la corriente sinusoidal como régimen permanente. Esto indica que en todos los sistemas prácticos las impedancias en serie de los transformadores y de elementos similares son principalmente inductivas.

La función exponencial será cero si $L = 0$ y $\psi = \zeta$, es decir, no habrá asimetría de corriente en un circuito puramente óhmico, o si el cortocircuito ocurre con un retardo de fase igual al factor de potencia del cortocircuito. Asimismo, en el caso teórico de un circuito exclusivamente inductivo con pérdidas óhmicas nulas, resultaría una asimetría constante, ya que en estas condiciones la función exponencial se convertiría en una componente continua, igual a $I_{LMsc}\,\mathrm{sen}(\zeta - \psi)$.

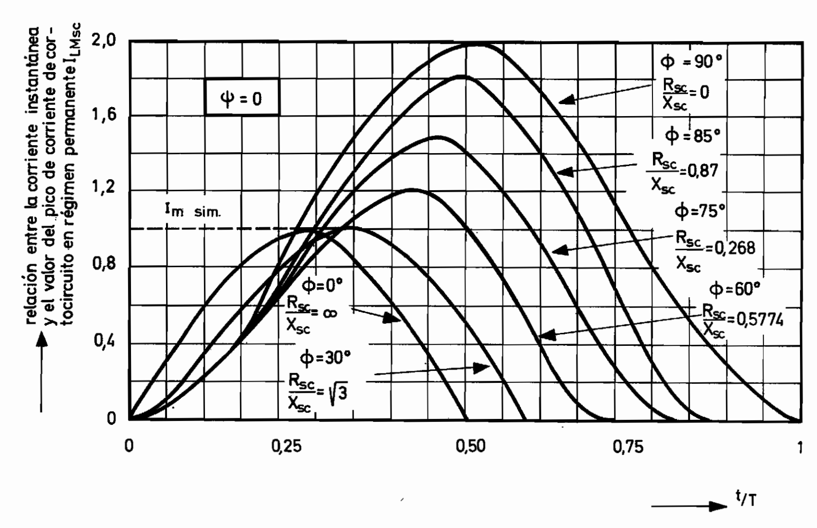


Fig. 7-6. Gráfica de i/I_{LMsc} en función de t/T, para varios valores de R_{sc}/X_{sc}

En todos los casos prácticos, el primer impulso de corriente de cortocircuito será decisivo, ya que un dispositivo protector habrá abierto el circuito mucho antes de que se produzca el segundo impulso de corriente (negativo). Puede demostrarse que la amplitud del primer impulso será máxima cuando se produzca un cortocircuito en el momento en que

la tensión de alimentación pase por cero. La ecuación adecuada que expresa el valor instantáneo de la corriente de cortocircuito se encuentra haciendo $\psi = 0$ en la ecuación 7-1:

$$i = I_{LMsc}\{\mathrm{sen}(\omega_s t - \zeta) + \mathrm{sen}\,\zeta \cdot \exp(-R_{sc}t\omega_s/X_{sc})\}. \tag{7-2}$$

El grado de asimetría de la corriente está determinado por el factor de desviación, o sea, la relación entre la cresta del primer impulso simétrico, I_{LMsc0}, y la cresta del régimen permanente de la corriente de cortocircuito, I_{LMsc}. El factor de desviación es función del parámetro R_{sc}/X_{sc} del cortocircuito y varía entre 1 (si $R_{sc}/X_{sc} = \infty$; circuito exclusivamente óhmico) y 2 (si $R_{sc}/X_{sc} = 0$; circuito exclusivamente inductivo). Un valor práctico del factor de desviación es 1,5 ($R_{sc}/X_{sc} \approx 0{,}25$).

La teoría anterior se ilustra con los gráficos de las figs. 7-6, 7-7, 7-8 y 7-9.

El máximo valor posible de I^2t del primer impulso (caso más desfavorable), para cualquier valor

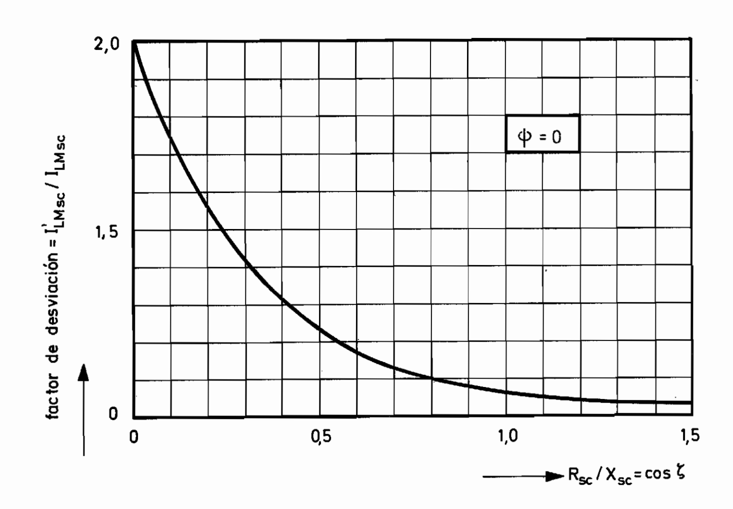


Fig. 7-7. Gráfica de I_{LMsc}'/I_{LMsc} en función de R_{sc}/X_{sc}

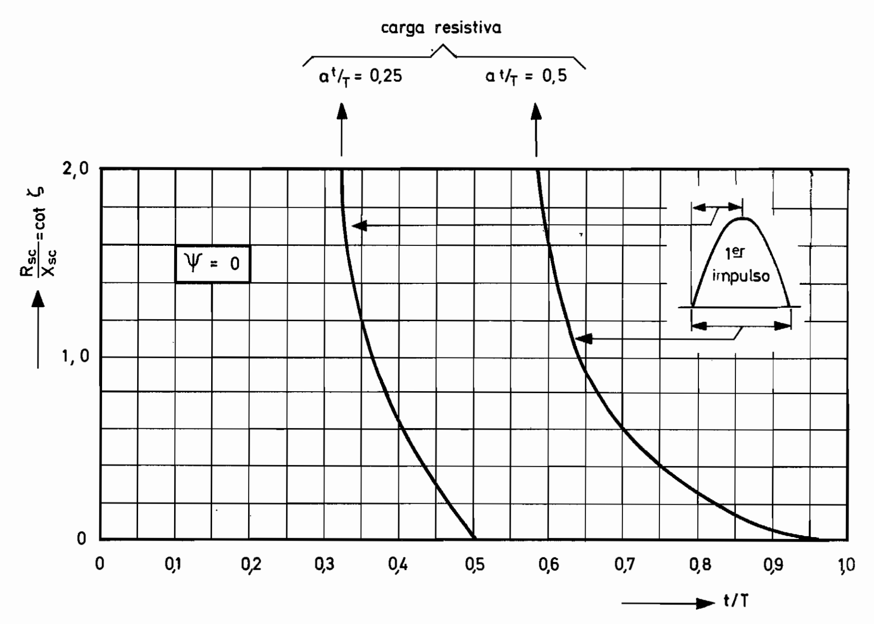


Fig. 7-8. Gráfica de R_{sc}/X_{sc} en función de t/T

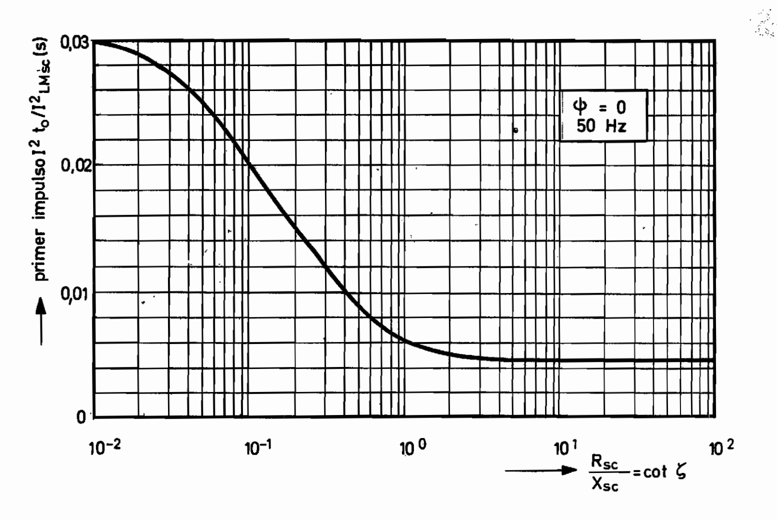


Fig. 7-9. Gráfica del primer impulso $I^2/I_{LMsc}{}^2$ en función R_{sc}/X_{sc}

del parámetro tan $\zeta = X_{sc}/R_{sc}$, se halla elevando al cuadrado la ecuación 7-2 e integrando sobre el período del primer impulso (fig. 7-6). Puede usarse el gráfico para encontrar el valor I^2t del primer impulso (caso más desfavorable también), en un circuito de R_{sc} y X_{sc}, conocidos, multiplicando por $I_{LMsc}{}^2$ el valor dado por la curva.

La velocidad inicial aumento de la corriente de cortocircuito depende de la relación R_{sc}/X_{sc} y del ángulo de fase ψ (fig. 7-10). La máxima velocidad de aumento se alcanza cuando se produce un cortocircuito a la máxima tensión de alimentación ($\psi = \pi/2$ ó $3.\pi/2$), independientemente de R_{sc}/X_{sc}. La mínima se produce para la mayor amplitud del primer impulso de corriente ($\psi = 0$ ó π). Esto tiene su importancia si se emplean dispositivos protectores de sobrecorriente basados en la detección de la dI_{sc}/dt inicial para captar los cortocircuitos.

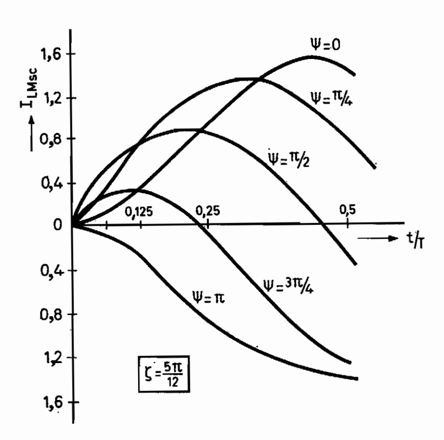


Fig. 7-10. Gráfica de I_{LMsc} en función de t/T para diversos valores de ψ

7.3. CALCULOS SOBRE CORTOCIRCUITOS

7.3.1. Advertencias generales

— Deben tenerse en cuenta las reactancias del sistema (del generador, de los transformadores precedentes, etc.) para llegar a una corriente de cortocircuito lo más real posible.

— En sistemas polifásicos, los voltamperios totales (VA) equivalen a la suma de los voltamperios de cada fase ($VA_{(f)}$). En sistemas rectificadores, los voltamperios del primario no equivalen a los del secundario, debido a la diferencia entre la corriente del primario y la del secundario en varios factores. Los cálculos siguientes se basan en las especificaciones del secundario del transformador.

— Las impedancias en serie de los transformadores y otros elementos presentes en el cortocircuito son predominantemente inductivas y pueden añadirse sin gran error.

7.3.2. Valor de los voltamperios de un cortocircuito

Para simplificar la adición de efectos de los elementos en serie de un sistema, debe seleccionarse

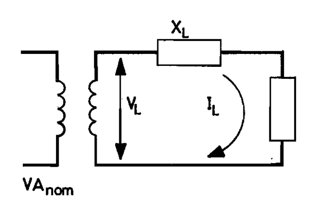


Figura 7-11

primero uno de los elementos como base del valor en voltamperios (normalmente el transformador de salida); luego la impedancia *(x)* por ciento o por unidad de cada elemento se convierte en una impedancia equivalente (x_{eq}) por ciento o por unidad, referida a los voltamperios de base. Esto se logra multiplicando la impedancia, por ciento o por unidad, del elemento por la relación entre los voltamperios de base y los voltamperios del elemento. La suma de todos los valores equivalentes obtenidos para cada elemento da la impedancia por ciento o por unidad equivalente a todo el sistema; dividiendo los voltamperios de base por este valor equivalente total se encuentran los voltamperios netos disponibles en el cortocircuito.

Con *alimentación monofásica*, se procede del modo siguiente (fig. 7-11). Por definición:

$$x = X_L/X_{CARGA},$$

y

$$VA_{nom(f)} = V_L I_L = V_L^2/X_{CARGA},$$

siendo los voltamperios de cortocircuito:

$$VA_{sc(f)} = V_L^2/X_L,$$

de donde

$$VA_{sc(f)} = VA_{nom(f)}/x. \qquad (7\text{-}3)$$

Aproximadamente, x es igual a la fracción de la tensión nominal del primario requerida para producir la corriente de carga secundaria especificada por línea, I_L, con el bobinado secundario cortocircuitado.

Con *alimentación trifásica*, los voltamperios totales son:

$$\left.\begin{aligned} VA_{nom} &= m_2 VA_{nom(sec)\,f}, \\ VA_{sc} &= m_2 VA_{sc\,(f)}, \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}4)$$

y

en donde m_2 indica el número de fases secundarias. Por esto, según la ecuación 7-3:

$$VA_{sc} = VA_{nom}/x. \qquad (7\text{-}5)$$

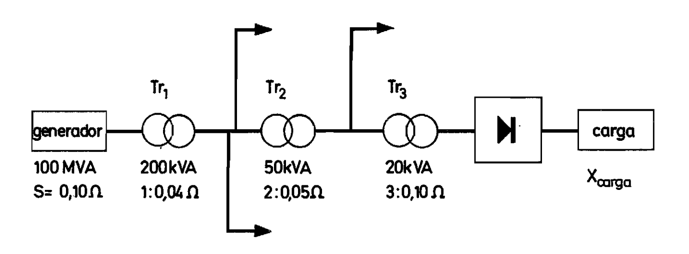


Fig. 7-12. Diagrama de bloques de un sistema rectificador

Ejemplo

Calcular los voltamperios de cortocircuito disponibles en un rectificador alimentado por el sistema de la fig. 7-12.

Tomando como base el transformador Tr_3 (VA_{nom} = = 20 kVA), tenemos:

$x_{Seq} = (20/10^5)x_S = (20/10^5)0{,}10 = 0{,}000\,02$ por unidad
$x_{1eq} = (20/200)x_1 = (20/200)0{,}04 = 0{,}004$ por unidad
$x_{2eq} = (20/50)x_2 = (20/50)0{,}05 = 0{,}02$ por unidad
$x_{3eq} = x_3 = 0{,}10$ por unidad
total $x_{eq} \simeq 0{,}124$ por unidad

Y la ecuación 7-5 da:

$$VA_{sc} = VA_{nom}/x_{eq} = 20/0{,}124 = 161 \text{ kVA}.$$

7.3.3. Corriente de cortocircuito

Las corrientes que se producen durante un cortocircuito pueden calcularse del siguiente modo.

Con *alimentación monofásica* sabemos que:

$$VA_{nom(f)} = I_L V_L \qquad \text{y} \qquad VA_{sc(f)} = I_{Lsc} V_L,$$

en que I_{Lsc} designa la corriente eficaz de cortocircuito en régimen permanente (simétrico). De la ecuación 7-3:

$$I_{Lsc} = VA_{sc(f)} / V_L = VA_{nom(f)} / V_L x. \quad (7\text{-}6)$$

La cresta de corriente de cortocircuito en régimen permanente será:

$$I_{LMsc} = VA_{sc(f)} \sqrt{2} / V_L = VA_{nom(f)} \sqrt{2} / V_L x. \quad (7\text{-}7)$$

Debido a los fenómenos de asimetría al iniciarse el cortocircuito, la máxima corriente de cresta posible con un factor de desviación de 1,5 es:

$$I_{LMsc0} = 1{,}5 I_{LMsc} = 3 VA_{nom(f)} / V_L x \sqrt{2}. \quad (7\text{-}8)$$

Con *alimentación trifásica*, tenemos:

$$VA_{nom} = 3 VA_{nom(f)} = V_{LL} I_L \sqrt{3},$$

y

$$VA_{sc} = V_{LL} I_{Lsc} \sqrt{3},$$

siendo V_{LL} la tensión entre líneas. Así, partiendo de la ecuación 7-5, la corriente eficaz de cortocircuito en régimen permanente (simétrico) por línea es:

$$I_{Lsc} = VA_{sc} / V_{LL} \sqrt{3} = VA_{nom} / V_{LL} x \sqrt{3}, \quad (7\text{-}9)$$

y la corriente de cresta en las mismas condiciones:

$$I_{LMsc} = VA_{sc} / V_{LL} \sqrt{(3/2)} = VA_{nom} / V_{LL} x \sqrt{(3/2)}. \quad (7\text{-}10)$$

La cresta de corriente de cortocircuito en régimen permanente puede expresarse convenientemente en términos de la corriente de carga continua nominal I_o. Con un circuito trifásico en puente, y utilizando las tablas 9-5 y 9-6:

$$VA_{nom} = 1{,}05 V_o I_o$$

y

$$V_{LL} = 0{,}428 V_o \sqrt{3} = 0{,}74 V_o.$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación 7-10, encontramos para una carga inductiva o resistiva:

$$I_{LMsc} = 2 I_o / x \sqrt{3}. \quad (7\text{-}11)$$

La expresión anterior es igualmente válida para circuitos trifásicos en doble estrella con transformador interfásico.

Un cálculo parecido para circuitos hexafásicos de media onda, con carga inductiva o resistiva, da:

$$I_{LMsc} = I_o / x \sqrt{3}, \quad (7\text{-}12)$$

y para circuitos trifásicos de media onda, con carga inductiva:

$$I_{LMsc} = I_o / x \sqrt{(3/2)} \quad (7\text{-}13)$$

siendo la máxima cresta posible, con factor de desviación de 1,5:

$$I_{LMsc0} = 1{,}5 I_{LMsc}. \quad (7\text{-}14)$$

7.3.4. Reactancia por línea

Para *alimentación monofásica* obtenemos la reactancia por línea mediante la ecuación 7-3:

$$X_L = x V_L^2 / VA_{nom(f)}. \quad (7\text{-}15)$$

Para *alimentación trifásica*, la sustitución de

$$VA_{nom} = 3 VA_{nom(f)} \quad \text{y} \quad V_{LL} = V_L \sqrt{3}$$

en la ecuación 7-3 da:

$$X_L = x V_{LL}^2 / VA_{nom}. \quad (7\text{-}16)$$

7.3.5. Impedancias de línea adicionales

Pueden añadirse impedancias a las líneas para restringir la máxima cresta de corriente posible, I_{LMsc0}, al valor máximo tolerable con seguridad, $I_{LMsc\,máx}$.

Con alimentación monofásica la reactancia requerida por unidad es, según la ecuación 7-8:

$$x_{req} = 3VA_{nom(f)} / V_L I_{LMsc\ máx} \sqrt{2}. \qquad (7\text{-}17)$$

La reactancia por unidad que debe añadirse es igual a la reactancia por unidad requerida menos la reactancia por unidad total:

$$x_{add} = x_{req} - x. \qquad (7\text{-}18)$$

La reactancia que se debe añadir a la línea $X_{L\ add}$, está relacionada con x_{add} por la expresión (ecuación 7-15):

$$X_{L\ add} = x_{add} V_L^2 / VA_{nom(f)}. \qquad (7\text{-}19)$$

El reactor requerido puede ser incorporado en el circuito primario o en el secundario. La inductancia del reactor que se conectará en serie con el secundario es:

$$L_{add\ 2} = X_{L\ add}/\omega_S. \qquad (7\text{-}20)$$

Si el reactor se conecta en serie con el primario, deberá ser:

$$L_{add\ 1} = k_t^2 L_{add\ 2}. \qquad (7\text{-}21)$$

Con *alimentación trifásica*, sustituimos en la ecuación 7-17:

$$VA_{nom} = 3VA_{nom(f)} \qquad \text{y} \qquad V_{LL} = V_L\sqrt{3},$$

lo cual da

$$x_{req} = VA_{nom}\sqrt{(3/2)}/V_{LL} I_{LMsc\ máx}. \qquad (7\text{-}22)$$

Una vez más, la reactancia por unidad que debe añadirse es igual a la reactancia por unidad requerida, menos la reactancia por unidad del circuito:

$$x_{add} = x_{req} - x. \qquad (7\text{-}23)$$

Como antes, la reactancia de línea es, según la ecuación 7-19:

$$X_{L\ add} = x_{add} V_{LL}^2 / VA_{nom}. \qquad (7\text{-}24)$$

El valor de la inductancia de línea se calcula con la ecuación 7-20, y si el reactor se coloca en el primario, con la ecuación 7-21.

7.3.6. Choques de filtro

Cuando se usan filtros con choque en la entrada, este choque produce una sustancial limitación en la corriente de cortocircuito. Durante éste, la reactancia efectiva del choque, $X_{L\ ch\ sc}$, disminuirá a causa de la saturación. Con un choque bien diseñado, la reactancia efectiva debe ser por lo menos un cuarto de la normal. Luego:

$$X_{L\ ch\ sc} = \omega_S L_{ch}/4. \qquad (7\text{-}25)$$

Con *alimentación monofásica* la reactancia por unidad aportada por el choque es, por analogía con la ecuación 7-15:

$$x_{ch\ sc} = X_{L\ ch\ sc} VA_{nom(f)} / V_L^2, \qquad (7\text{-}26)$$

y con *alimentación trifásica* (ecuación 7-26)

$$x_{ch\ sc} = X_{L\ ch\ sc} VA_{nom} / V_{LL}^2. \qquad (7\text{-}27)$$

Ejemplo

Un circuito trifásico en puente previsto para 250 V y 500 A, tiene dos diodos BYX14-600 en paralelo en cada rama. El valor total de x es de 0,15 y R_{sc}/X_{sc} vale 0,25. La frecuencia de alimentación es 50 Hz. Se supone que los fusibles de línea se funden después del primer impulso de corriente de cortocircuito. Calcular la inductancia que debe añadirse a cada fase secundaria.

Según la tabla 9-3:

$$VA_{nom} = 250 \times 500 \times 1{,}05 = 131{,}2 \text{ kVA}.$$

La tensión entre fases es:

$$V_{LL} = V_0\sqrt{3}/2{,}34 = 0{,}74 \times 250 = 185 \text{ V}.$$

Por la ecuación 7-10:

$$I_{LMsc} = 131{,}2 \times 10^3/[185 \times 0{,}15\sqrt{(3/2)}] = 3860 \text{ A}$$

o bien según 7-11

$$I_{LMsc} = 2\times 500/0{,}15\sqrt{3} = 3860 \text{ A}.$$

Según la fig. 7-7, para $R_{sc}/X_{sc} = 0{,}25$ el factor de desviación es aproximadamente igual a 1,5. Así la máxima cresta posible de corriente de cortocircuito es:

$$I_{LMsc0} = 1{,}5 I_{LMsc} = 5790 \text{ A}.$$

La fig. 7-8 muestra que la duración t del primer impulso de corriente es aproximadamente $0{,}8 \times 20 = 16$ ms.

De la fig. 7-9 se sigue que la división del valor I^2t del primer impulso por I_{LMsc}^2 es igual a 0,0136 s, lo cual da:

$$I^2t = 0{,}0136 I_{LMsc}^2 = 0{,}0136\times 3860^2 = 203\,000 \text{ A}^2 \text{ s}.$$

Supongamos, para un diseño amplio, que el valor I^2t_d del diodo, a 16 ms, es el mismo que para 10 ms, y que la distribución de la corriente entre diodos en paralelo sometidos a impulsos es la misma que en servicio continuo. Como sea que en el caso de dos diodos en paralelo debe introducirse un factor de corrección f_d de 0,9, el valor total I^2t_{tot} de los dos diodos es:

$$I^2{}_{tot} = n^2 f_d{}^2 I^2 t_d,$$

en donde $n = 2$ indica el número de diodos en paralelo. Las hojas de características especifican que con una duración de 10 ms, $I^2t_d = 32.000$ A²s, de donde:

$$I^2t_{tot} = 2^2\times 0{,}9^2\times 32\,000 = 103\,700 \text{ A}^2 \text{ s}$$

Como el valor I^2t_{tot} de los dos diodos en paralelo es inferior al I^2t_0, la posible cresta asimétrica de corriente de cortocircuito, I_{LMsc0}, debe ser reducida al valor de seguridad, $I_{LMsc\,máx}$, según:

$$I_{LMsc\,máx} = (I^2t_{tot}/I^2t_0)^{\frac{1}{2}} I_{LMsc0} = (103\,700/203\,000)^{\frac{1}{2}} 5790 = 4130 \text{ A}.$$

Esta reducción puede realizarse añadiendo reactancias que satisfagan la condición:

$$x_{req} = (I_{LMsc0}/I_{LMsc\,máx})x = (5790/4130)0{,}15 = 0{,}21 \text{ por unidad}$$

Este valor puede ser comprobado con la ecuación 7-22, la cual da:

$$x_{req} = 131{,}2\times 10^3\sqrt{3}/2/185\times 4130 = 0{,}21 \text{ por unidad}$$

Según la ecuación 7-23, la reactancia que se añadirá vale:

$$x_{add} = x_{req} - x = 0{,}21 - 0{,}15 = 0{,}06 \text{ por unidad}$$

La ecuación 7-24 da:

$$X_{L\,add} = 0{,}06\times 185^2/131{,}2\times 10^3 = 0{,}01565\ \Omega = 15{,}65 \text{ m}\Omega.$$

Y según la ecuación 7-20, la inductancia que se añadirá por fase, trabajando a 50 Hz, es igual a:

$$L_{add} = 15{,}65/100\pi = 50\times 10^{-6} \text{ H} = 50\ \mu\text{H}.$$

Aumentando la reactancia se puede reducir la cresta del impulso de corriente a valores de seguridad, pero debe reconocerse que con ello queda perjudicada la regulación de la carga. Donde este efecto no sea deseable, habrá que introducir elementos protectores limitadores de corriente, o bien conectar diodos adicionales en paralelo para aumentar el valor de I^2t_{tot}. El ejemplo siguiente ilustra el método de cálculo para hallar el número n de diodos en paralelo que se requiere.

Ejemplo

Calcular, con las condiciones dadas en el ejemplo anterior, el número total de diodos en paralelo necesarios si no se pueden añadir reactancias. En otras palabras, el valor I^2t total de los diodos en paralelo (I^2t_{tot}) debe ser, por lo menos, igual al valor I^2t de la primera cresta (I^2t_0):

$$I^2t_{tot} = n^2 f_d{}^2 I^2 t_d \geqslant I^2 t_0.$$

Despejando n en esta expresión obtenemos $n \geqslant 2{,}9$, lo cual significa que se necesitan tres diodos en paralelo. Entonces el valor I^2t_{tot} por rama sube hasta:

$$I^2t_{tot} = n^2 f_d{}^2 I^2 t_d = 216\,000 \text{ A}^2 \text{ s},$$

que supera el valor I^2t_0 de 203.000 A²s.

7.4. DISPOSITIVOS DE PROTECCION

7.4.1. Consideraciones generales

Pueden distinguirse dos tipos principales de elementos para la protección contra cortocircuitos:

— elementos que pueden limitar la velocidad de crecimiento de la corriente de cortocircuito, o la amplitud de esta corriente en régimen estacionario, como son transformadores de impedancia, reactores de línea, inductancias y resistencias en el circuito de carga en c.c. cortocircuitada;

— elementos capaces de interrumpir el paso de la corriente, como disyuntores de c.a. en la línea primaria o secundaria, disyuntores rápidos en el circuito de c.c., interruptores de cortocircuito en el secundario del transformador y limitadores de impulsos de corriente de tipo explosivo.

En los apartados 7.3.4 a 7.3.6 se ha considerado la acción de los elementos reactivos en los circuitos de c.a. En los de c.c., las inductancias pueden limitar la velocidad de aumento de la corriente a un valor tal que un sistema protector de acción rápida pueda interrumpir la corriente antes de que se llegue a un nivel desastroso.

Debe tenerse en cuenta al coordinar elementos protectores térmicos y los diodos de potencia, que aquellos reaccionan según el valor eficaz de la corriente, mientras que los diodos responden de mane-

Tabla 7-1. Propiedades de los dispositivos de protección en condiciones de cortocircuito

Tipo	Tiempo de fusión (ms)	Duración del arco (ms)	Acción limitadora de corriente	Tensiones transitorias en los diodos	Acción selectiva	Posibilidad de control remoto	Capacidad de potencia	Equipos auxiliares	Compo- nentes	Mantenimiento
Disyuntor de c. a. en el primario	20-120	5-10	no	sí	no	sí	alta	pocos	pocos	una vez al año
Disyuntor de c. a. en el secundario	20-120	5-10	no	no	no	sí	alta	pocos	pocos	una vez al año
Disyuntor rápido de c. c.	0,2-5	1-10	sí	sí	no	sí	limitada	pocos	pocos	una vez al año
Interruptor de cortocircuito en secundario	<0,1-3	—	sólo para diodos	no	no	sí*	alta	varios	pocos	una vez al año
Fusible en línea c. a. de primario	0,1-0,5	1-10	sí**	sí	no	no	limitada	ninguno	muchos	ninguno
Fusible en línea c. a. de secundario	0,1-0,5	1-10	sí	no	no	no	limitada	ninguno	muchos	ninguno
Fusible en cada rama de diodo	0,1-0,5	1-10	sí	sí	sí	no	limitada	ninguno	muchos	ninguno
Fusible en la línea de c. c.	0,1-0,5	1-10	sí	sí	no	no	limitada	ninguno	muchos	ninguno
Limitador corriente de tipo explosivo	0,1-0,3	1-10	sí	no	no	no	alta	bastantes	pocos	ninguno

* No para interruptores ultrarrápidos accionados por explosor ** Para fuertes cortocircuitos

ra esencial al calor solamente. Como un diodo es un elemento no lineal, su calentamiento será proporcional a un nivel de corriente situado entre los valores eficaz y medio. Esta desviación debe tenerse en cuenta.

En la tabla 7-1 se resumen las propiedades de diversos tipos de elementos de protectores.

7.4.2. Disyuntores

Los dispositivos del tipo de los disyuntores usuales tienen en común con los fusibles su previsión para suprimir cortocircuitos antes de que se caliente en exceso el dispositivo eléctrico; es decir, desconectan todo el circuito de la alimentación en caso de sobrecarga, antes que se produzca un daño permanente al equipo. Interpuestos entre la red de alimentación y la instalación, estos dispositivos deben ser de acción lenta, para aguantar la sobrecorriente de conexión del transformador. Debido al tiempo de respuesta relativamente largo, este tipo de disyuntor no es adecuado para proteger diodos.

Por otro lado, el disyuntor rápido de corriente continua puede ser utilizado con ventaja cuando se temen cortocircuitos en c.c., o cuando varias unidades rectificadoras trabajan en paralelo. Pueden evitar una completa interrupción si se produce un cortocircuito en una de las unidades, ya que el exceso de corriente introducido en la unidad cortocircuitada puede ser interrumpido en 3 ms.

7.4.3. Interruptores de cortocircuito

Por medio de un interruptor de acción rápida se cortocircuitan las fases secundarias tan pronto como se sobrepasa un nivel de corriente de fuga predeterminado, actuando este dispositivo al mismo tiempo que un disyuntor primario o secundario. El tiempo de cierre de los contactos debe ser inferior a 2,7 ms sin producción de arcos; son posibles capacidades de cresta asimétrica de corriente de cortocircuito de hasta 200 kA, a varios kV.

La apertura de los contactos puede ser controlada por un motor, lo cual hace que el interruptor sea adecuado para aplicaciones en estaciones automáticas de potencia, por ejemplo en sistemas de tracción de trenes, en donde puede ser imprescindible el control remoto. Los interruptores de cortocircuito ultrarrápido tienen un accionamiento de los contactos de tipo explosivo, consiguiendo tiempos de cierre inferiores a 1 ms. Proyectados en su origen para proteger rectificadores de contacto mecánico, el interruptor de cortocircuito de acción rápida es un excelente medio de protección de diodos, ya que la corriente del diodo se reduce a cero, sin sobretensiones transitorias, al cerrarse los contactos. Con todo, el dispositivo eléctrico precedente ha de poder interrumpir elevados niveles de potencia y resistir fuerzas dinámicas intensas mientras dura el cortocircuito total. Una construcción a prueba de cortocircuitos obliga a aumentar la impedancia del transformador, y en ciertas aplicaciones esto es inadmisible.

7.4.4. Limitadores de impulsos de corriente de tipo explosivo

Este tipo de protector funciona por un circuito electrónico que capta los niveles de corriente de fuga o detecta los cortocircuitos, debido al excesivo valor inicial de di/dt. El circuito electrónico descarga un condensador a través de un explosor de tres electrodos. El impulso de energía correspondiente (potencia de cresta de más de 100 kW) se aplica a un cartucho explosivo a través de un transformador de impulsos para interrumpir el circuito principal.

Con el esquema de protección de la fig. 7-13 puede obtenerse un funcionamiento selectivo de los limitadores de este tipo en un sistema rectificador en paralelo, para evitar el corte de toda la instalación cuando falle una unidad rectificadora.

7.5. MEDIDAS DE PROTECCION EN APLICACIONES ESPECIFICAS

El diseño de un sistema de protección contra sobrecorrientes depende del tipo de instalación, de la seguridad deseada y de la continuidad requerida en su funcionamiento.

Para mantener la continuidad de funcionamiento debe existir un exceso de diodos y un sistema selectivo que aisle cualquier diodo defectuoso. Es conveniente incorporar una señalización adecuada, que facilite la localización de los diodos y fusibles defectuosos en las revisiones de la instalación.

Otros factores que guiarán la selección de un sistema de protección son:

— la posibilidad de cortocircuito en la carga de c.c.,
— la posibilidad de fallo en las barras colectoras de c.c.,
— la posibilidad de cortocircuito entre el transformador de salida y el rectificador,

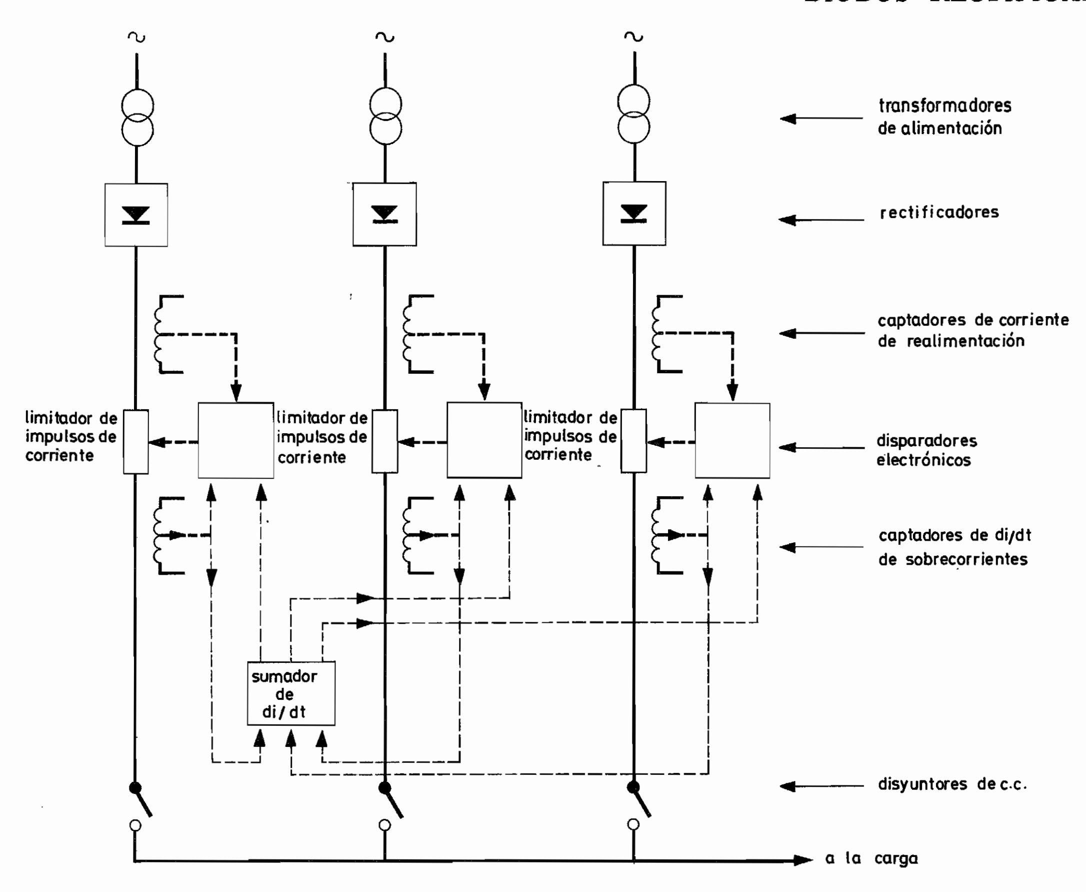


Fig. 7-13. Dispositivo para evitar la interrupción de un sistema cuando ocurre un fallo en una rama rectificadora

— la probabilidad de cortocircuito interno en una unidad rectificadora en paralelo,
— el valor y la velocidad de crecimiento de la posible corriente de cortocircuito.

A continuación se describirán algunas aplicaciones específicas.

Las *instalaciones electroquímicas* se caracterizan por un funcionamiento continuo con una carga especificada. Para lograr un factor de potencia óptimo y una eficiencia elevada junto con un diseño económico del transformador, se eligirá normalmente una impedancia comprendida entre el 5 % y el 8 %, lo cual lleva a corrientes de cortocircuito importantes. En un sistema bien diseñado, que funcione bajo la supervisión de personal especializado, son poco probables los cortocircuitos en la carga o en las barras colectoras de c.c. Con todo, si unidades rectificadoras semiconductoras trabajan en paralelo con rectificadores de arco de mercurio, a veces hay cortocircuitos inevitables, como los debidos al cebado inverso de los rectificadores de mercurio. Reactores saturables, para ajuste de la tensión de salida de c.c., limitarán la velocidad inicial de aumento de las corrientes de fuga, y pueden incorporarse circuitos protectores para interrumpir la corriente continua de control del reactor, limitando así la salida del rectificador si hay un cortocircuito. En las instalaciones importantes debe usarse un interruptor de cortocircuito o un limitador de impulsos de corriente, debido a la capacidad para controlar grandes potencias propia de estos dispositivos.

En *pequeñas instalaciones electroquímicas, sistemas de alimentación de tranvías*, etc., el disyuntor rápido de c.c. es un elemento protector adecuado. Puede interrumpir el circuito en menos de 5 ms, con una importante acción limitadora de la corriente de fallo. Los sistemas de tracción eléctrica están diseñados normalmente para funcionamiento continuo sin avería, incluso con cargas que exceden el nivel nominal en un 50 % o un 60 %.

Los *rectificadores de locomotoras*, alimentados con c.a. a partir de líneas aéreas, sirven para alimentar los motores de tracción con corriente continua. Para asegurar la continuidad de funcionamiento cuando falla parte de la instalación, y para que el transfor-

mador sea más económico, es preferible que cada motor tenga su propia unidad rectificadora, con todos los rectificadores alimentados por un secundario común. Un interruptor de cortocircuito de acción rápida común es un dispositivo protector adecuado para este tipo de instalaciones, que hace posible reemprender la marcha tan pronto como se ha aislado la unidad rectificadora averiada. La utilización de fusibles para aislar los diodos defectuosos resulta prácticamente innecesaria si éstos se hallan conectados en serie, ya que entonces es muy pequeño el riesgo de avería del sistema por diodos cortocircuitados.

Debe tenerse en cuenta que las fluctuaciones de temperatura en la unión del diodo son mayores cuando se trabaja con una alimentación alterna de 16 2/3 Hz; además, los impulsos pueden ser de mayor duración que en el caso de una red de 50 Hz.

En *instalaciones de baja potencia* no resulta económico incorporar disyuntores rápidos. En este caso es mejor utilizar fusibles selectivos junto con un disyuntor convencional en el primario.

La protección selectiva minimiza el reemplazo de fusibles después de un cortocircuito de cualquier tipo, o bien aisla los diodos defectuosos en instalaciones de funcionamiento continuo. Los fusibles de cada rama deberían actuar sólo al fallar un diodo, es decir, no deberían fundirse debido a cortocircuitos externos. Si se usa un montaje en serie, puede evitarse la necesidad de colocar fusibles en cada rama (lo cual puede originar excesivas sobretensiones transitorias al aislar una rama por fallo de un diodo) introduciendo en el sistema tolerancias adicionales en la tensión. Esto se consigue utilizando diodos previstos para tensiones más elevadas, o bien, instalando más diodos en serie de los necesarios para la aplicación real. Este sistema evita virtualmente el riesgo de fallo de toda la instalación por los diodos cortocircuitados.

Debería instalarse un sistema de señalización adecuado para facilitar la búsqueda de diodos defectuosos. La fig. 7-14 muestra uno de los varios sistemas posibles. El dispositivo de alarma (lámpara o relé) se coloca tan cerca como sea posible del centro de los bloques serie conectados en paralelo, para que reciba la máxima tensión en caso de fallo de un diodo. Cada dispositivo de alarma vigila un par de series de rectificadores montados en paralelo.

En la fig. 7-15 se indica otro esquema posible para aislar una rama defectuosa. La bobina de excitación de cada relé de aislamiento se conecta en la diagonal de un puente formado por un par de dio-

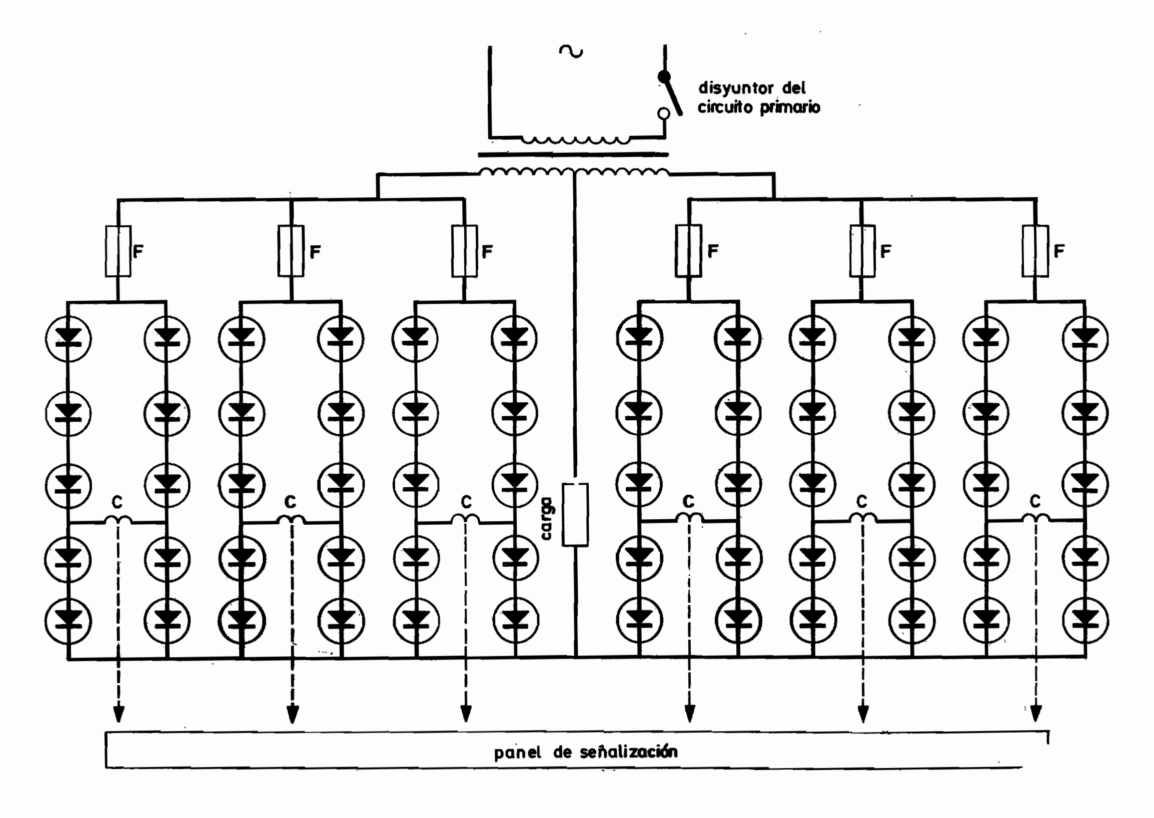


Fig. 7-14. Sistema de señalización de diodos defectuosos

dos y sus respectivos resistores en serie, de baja resistencia *R*. Cuando un diodo se cortocircuita o se abre, el equilibrio se destruye y el relé actúa.

El proyecto de un sistema de protección depende en gran manera de la instalación y de las necesidades específicas. Por esto es razonable que sea el que depende del valor eficaz de la corriente, en tanto que el diodo es un elemento no lineal. Además, el valor I^2t del fusible es aproximadamente constante durante los impulsos de duración inferior a un ciclo, debido a la geometría del fusible, mientras que el valor I^2t del diodo disminuirá con la duración del impulso.

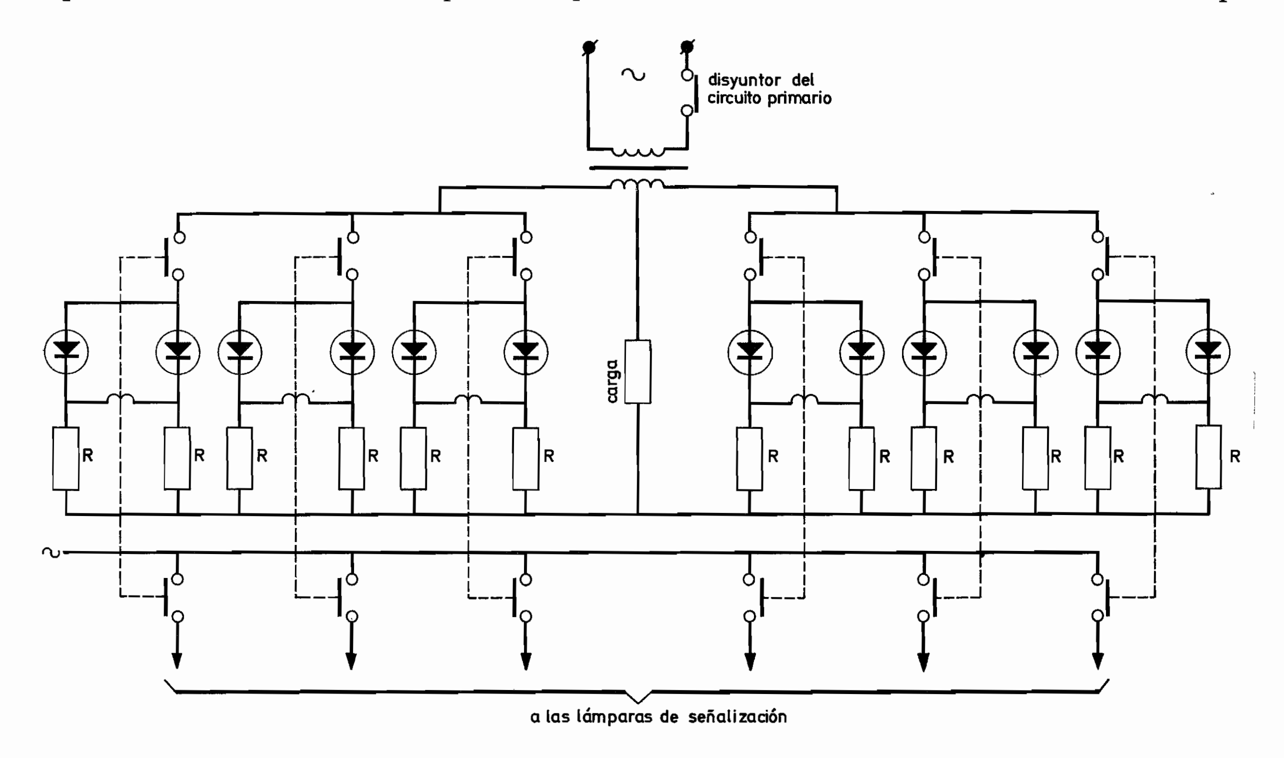


Fig. 7-15. Sistema de señalización de diodos defectuosos que aísla automáticamente la rama averiada

proyecta la instalación quien decida el grado de protección requerido para una aplicación particular, en lugar de hacerlo el fabricante de semiconductores. Mientras no se han determinado las condiciones de trabajo, el fabricante de semiconductores no puede recomendar las medidas adecuadas para conseguir la protección deseada. La tabla 7-2 da una idea general de la protección sugerida para diferentes aplicaciones.

Las características de los fusibles (corriente prevista y tiempos virtuales) no representan valores prácticos en el caso de fusión en un tiempo inferior a un ciclo; en aplicaciones críticas deben incluirse las tolerancias del fusible en el proyecto. En los párrafos siguientes se pretende dar una idea del funcionamiento del fusible y de su acción limitadora. Cuando se aplica adecuadamente, los fusibles rápidos son un medio adecuado para proteger diodos semiconductores.

7.6. FUSIBLES PARA DIODOS DE POTENCIA

Al proyectar un rectificador por diodos con protección mediante fusibles, los valores I^2t de los diodos y de los fusibles deben compararse entre sí y tener en cuenta que la máxima corriente que admite el fusible no debe rebasar el impulso de corriente especificado para el diodo y que la fusión del fusible

7.6.1. Acción limitadora de la corriente

La fig. 7-16 representa la limitación de la corriente en caso de cortocircuito. La corriente de cortocircuito posible (primer impulso de corriente asimétrica, indicado por la línea de trazos) está determinada por la inductancia propia, incluso en sistemas de alimentación de muy baja impedancia. El fu-

Tabla 7-2. Aplicación de dispositivos protectores en instalaciones rectificadoras

Dispositivo de protección	Instalaciones electroquímicas		Tracción de trenes y tranvías	Equipos de soldadura	Sistemas rectificadores		Instalaciones rectificadoras de alta tensión		Cargadores de baterías	
	grandes	medianas			medianos	pequeños	grandes	pequeñas	grandes	pequeños
En línea primaria										
disyuntor	●	●	●	●	●	○	●	○	●	○
fusible						○				
limitador corriente					○					
En línea secundaria										
fusible					○	○				
En bornes del secundario										
interruptor de cortocircuito de acción rápida	●	○	○				○			
En la salida de c. c.										
disyuntor rápido		○	●		○				●	
fusible					○	○				●
limitador corriente	○									
En cada rama de diodos										
fusible	●	●			○	○				

● recomendado

○ para añadir donde se requiera

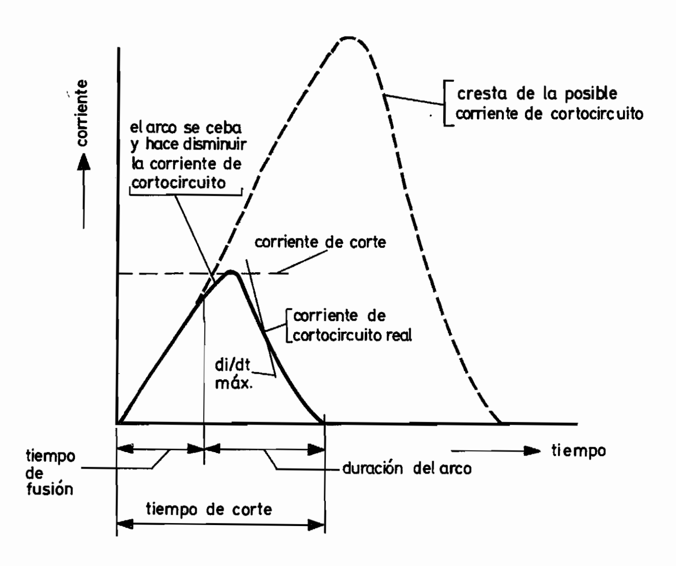


Fig. 7-16. Limitación de la corriente en condiciones de cortocircuito

sible no ofrece una impedancia sustancial durante el período de fusión, y la corriente de cortocircuito real sigue muy de cerca la función que representa la corriente de cortocircuito posible en función del tiempo. Después de la fusión, se produce un arco y la tensión neta del circuito (diferencia entre el arco y la tensión de alimentación), junto con la impedancia del cortocircuito, reduce la corriente a cero. El tiempo total requerido para interrumpir el circuito desde el principio del cortocircuito, esto es, la suma del tiempo de fusión y de la duración del arco, se llama tiempo de corte t_{cl} *(clearing time)*.

Se dice que un fusible es limitador de corriente cuando su corriente de corte (fig. 7-16) es mucho menor que el pico de corriente posible (proporciones 1:10, o mayores). La acción limitadora dependerá de la intensidad de la corriente de cortocircuito real. La energía que causa la fusión del fusible $(I^2t)_m$, aumenta al disminuir la corriente de cortocircuito, ya que el calor se produce lentamente en el fusible, permitiendo una disipación en la montura del fusible y en el circuito externo. Una corriente de cortocircuito moderada puede circular durante varios períodos antes que el fusible interrumpa el circuito (fusión larga), y no existirá limitación de corriente. Cuando se da un fuerte cortocircuito, el tiempo de fusión es controlado por la geometría del fusible; el calor se genera con gran rapidez, y virtualmente no hay flujo de calor del fusible al medio que lo rodea. En estas condiciones el tiempo de fusión de un fusible rápido será inferior a un ciclo y se producirá limitación de corriente. El valor I^2t necesario para fundir el fusible será esencialmente constante e independiente de la corriente real de cortocircuito.

La energía disipada por el arco $(I^2t)_{arc}$, depende de las características del fusible y de los parámetros del circuito. La velocidad de aumento de la tensión de arco determina el tiempo que necesita la corriente de cortocircuito para alcanzar el valor de corte, desde el instante en que el fusible se funde; la corriente de corte se alcanza cuando la tensión de arco se hace igual a la tensión alterna instantánea de la alimentación (fig. 7-17). Cuando la tensión de arco rebasa la tensión instantánea de alimentación, la corriente disminuye con una velocidad di/dt igual al

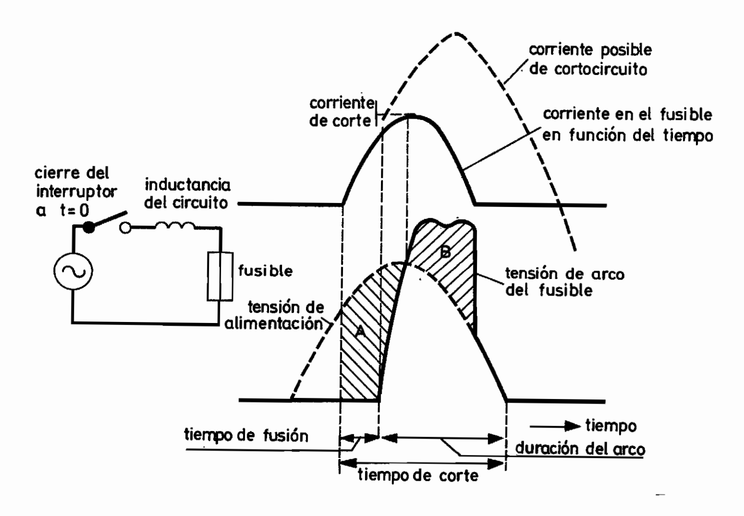


Fig. 7-17. Corrientes y, tensiones durante un cortocircuito

cociente entre la tensión neta en el circuito (tensión de arco menos tensión de alimentación) y la inductancia total del cortocircuito. La tensión de arco depende de la característica del fusible, pero en la mayoría de los casos el valor de la tensión de alimentación continua y su forma de onda durante el arco son también factores determinantes. Cuando la tensión de arco es alta (suponiendo gran característica de tensión del fusible), la corriente de cortocircuito se anulará bruscamente, resultando un valor relativamente bajo de $(I^2t)_{arc}$. Como los fusibles de alta tensión abren el circuito rápidamente, con mínimos valores de $(I^2t)_{arc}$, se utilizará preferentemente este tipo de fusible con los dispositivos semiconductores (el valor I^2t global del diodo debe ser mayor que el valor $(I^2t)_{cl}$ del fusible). Cuando se utilizan fusibles de alta tensión en ramas de diodos en paralelo, deben elegirse diodos con características de tensión adecuadas (previstos para soportar la tensión de arco durante la interrupción de la corriente de cortocircuito).

Otra posibilidad en el empleo de fusibles consiste en aplicar una desviación de corriente nominal, es decir, utilizar diodos de mayor corriente nominal, o colocar en paralelo un número de diodos mayor que el realmente necesario para la aplicación.

7.6.2. Tensión de arco

En un circuito puramente inductivo, la tensión de alimentación es:

$$v = L \cdot \mathrm{d}i/\mathrm{d}t,$$

o

$$i = (1/L) \int v \cdot \mathrm{d}t.$$

Si el circuito se cierra, la corriente empezará a circular a partir de cero y presentará una velocidad inicial de crecimiento determinada por la tensión de alimentación, la inductancia y el ángulo de fase en el que la corriente empieza a circular. El primer paso por cero de la corriente se realizará cuando la función integrada tensión-tiempo valga cero (fig. 7-18). Esto significa que en un circuito inductivo con pérdidas nulas habrá una constante asimetría de la corriente, si ésta empieza a circular en un instante no coincidente con el máximo de tensión.

Si se cierra el interruptor del circuito de la figura 7-17, se producirá una tensión de arco después de la fusión del fusible. La tensión instantánea de arco debe exceder de la tensión instantánea de alimentación, para que la corriente se anule. Cuando esto ha ocurrido, el arco se apaga bruscamente y la tensión en los bornes del fusible es igual a la tensión de alimentación del circuito. Evidentemente, el fusible abrirá el circuito cuando en los bornes de la inductancia del circuito (referida a $t = 0$) la tensión integrada en función del tiempo sea nula, es decir, cuando la superficie *A* sea igual a la *B*. Sin embargo, esta teoría es sólo aproximada en un circuito real, ya que la corriente de carga (generalmente de mucho menor valor) circula antes de que ocurra un cortocircuito, originando una caída de tensión alterna en la inductancia.

Fusibles de característica de tensión mucho más alta que la tensión de alimentación del circuito producirán una elevada cresta de tensión de arco. Esto significa que la igualdad de las superficies tensión-tiempo estipulada en la fig. 7-17 se alcanzará en un tiempo muy corto y el fusible se cortará rápidamente y con valores mínimos de $(I^2t)_{arc}$. En otras palabras, la aplicación de una característica de tensión del fusible elevada minimiza el valor $(I^2t)_{cl}$ que pasa por el circuito protegido. No obstante, esta tensión más elevada pone en peligro los diodos en buen estado de las ramas paralelas, a menos que se hayan elegido tipos con tensiones nominales adecuadas. Por otro lado, con la utilización de fusibles cuya característica de tensión apenas rebase la tensión de alimentación del circuito, pueden estropearse los diodos a los que se intenta proteger, pues estos fusibles cortan el circuito muy lentamente y dejan pasar una excesiva cantidad de energía antes de que se interrumpa la corriente de cortocircuito.

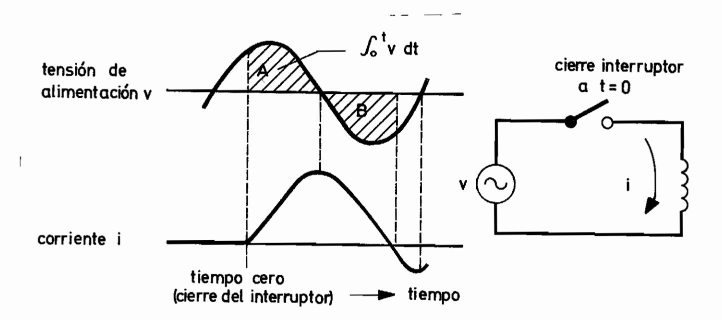


Fig. 7-18. Primer paso por cero de la corriente después de la conexión

Un fusible de línea produce sólo pequeñas sobretensiones transitorias en los diodos al interrumpir el circuito, a no ser que el sistema rectificador protegido por un fusible de línea individual trabaje en

paralelo con otros a partir de un transformador de alimentación común. Por esto se puede permitir el empleo de fusibles de línea con características de tensión comparativamente más elevadas que las de los fusibles asociados a cada rama.

7.6.3. Corriente prevista y tiempo virtual

Como medio conveniente para indicar las características de un fusible, los fabricantes publican datos sobre la corriente prevista y el tiempo virtual correspondiente a los tiempos de corte inferiores a un ciclo. Aunque estas cantidades pueden ser útiles en casos de sobrecargas moderadas, que suponen un tiempo de corte largo, no pueden aplicarse en el caso de cortocircuito (fusión de duración inferior a un ciclo).

La *corriente prevista* se define como valor eficaz de la corriente alterna, o el valor de la corriente continua, que pasaría por el circuito en el caso de un cortocircuito inmediatamente detrás del fusible (sustituyendo el fusible por una conexión de impedancia despreciable), en condiciones establecidas de tensión y red de alimentación (fig. 7-19).

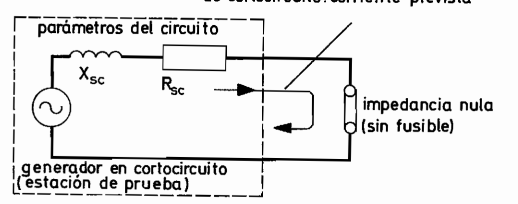


Fig. 7-19. Corriente prevista

Si el tiempo de fusión es largo, la corriente prevista es igual al valor de cresta de la corriente de sobrecarga simétrica dividida por la raíz cuadrada de 2. Así, puede suponerse que la corriente prevista es alterna, sin afectar la definición de tiempo virtual. De hecho, si la sobrecarga dura varios ciclos, los tiempos virtual y real son iguales.

La definición de corriente prevista y tiempo virtual simplifica los procesos de prueba de fusibles. La dificultad está en que, si las corrientes son intensas, no puede determinarse en un oscilograma la posible corriente de cortocircuito, porque el fusible interrumpirá la corriente antes de que se llegue al máximo valor posible de la corriente de cortocircuito. No obstante, los tiempos virtuales, o sea la relación entre los valores correspondientes de I^2t y el cuadrado de la corriente prevista, pueden determinarse fácilmente.

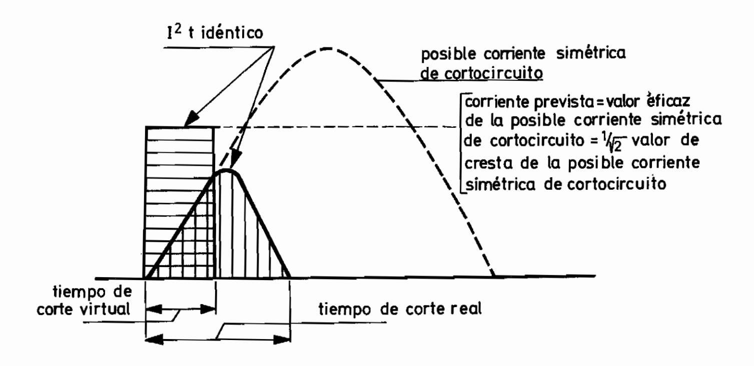


Fig. 7-20. Relación entre los tiempos de corte real y virtual

El *tiempo virtual de fusión* es aquel durante el cual una corriente constante, igual a la prevista, debería circular por el fusible para producir la misma cantidad de energía que si pasara por el fusible la corriente que circula durante el tiempo de fusión real.

Esto supone un impulso de corriente cuadrado, en el caso de fusión en menos de un ciclo, con una amplitud igual a la de la corriente prevista. Como la corriente de cortocircuito posible es sinusoidal, el tiempo real de fusión puede ser mucho mayor que el virtual. Lo mismo se aplica a los tiempos de corte real y virtual (fig. 7-20).

La hipótesis de una impedancia de salida nula en la definición de la corriente prevista (fig. 7-19) elimina la influencia de la variación de la impedancia del fusible entre diversas muestras. Si el tiempo de fusión es largo, las curvas del tiempo de corte y del de fusión podrán coincidir eventualmente. Si un fusi-

ble corta sólo después de unos segundos, la adición de un cuarto de ciclo o de medio ciclo de arco tendrá un efecto inapreciable sobre el tiempo global requerido para que el fusible interrumpa el circuito.

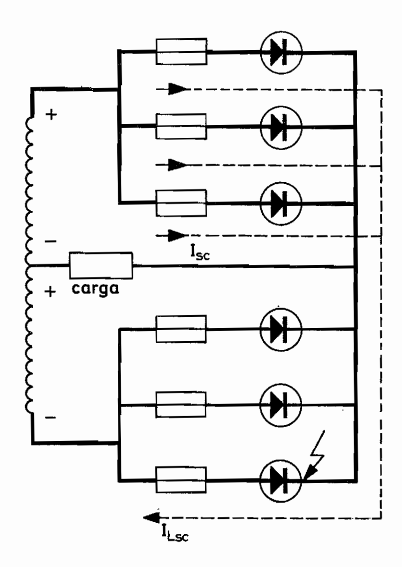


Fig. 7-21. Fusible de rama para aislar un diodo defectuoso

7.6.4. Secuencia de fusión

7.6.4.1. *Selectividad por fusibles de rama*

Diodos adicionales montados en ramas paralelas permiten la continuidad de funcionamiento aunque falle un diodo. Se debe entonces añadir un fusible de rama en el circuito de cada diodo, de modo que se aísle sólo el diodo averiado (selectividad por fusible de rama).

Los requisitos de selectividad impuestos a los fusibles de rama pueden calcularse como sigue. Cuando un diodo falla (fig. 7-21), la corriente de cortocircuito, I_{Lsc}, circula por todos los diodos en buen estado del circuito opuesto. Supongamos que debido a la distribución desigual de la corriente, la rama inferior del circuito superior soporta la mayor parte, I_{sc}. Ésta no debe afectar al fusible asociado a ella. Hay que notar que, debido al exceso de diodos en el sistema, los fusibles de rama no están previstos para proteger los diodos, sino para desconectar únicamente los diodos averiados de modo que se asegure la continuidad de funcionamiento del conjunto del sistema.

El fusible en serie con el diodo polarizado en directo, que soporta la mayor parte de la corriente, no debe empezar a fundirse antes de que finalice el cortocircuito, de modo que

$$I_{sc}^2 t_{cl} < (i^2 t)_m, \qquad (7\text{-}28)$$

siendo t_{cl} = tiempo de corte real del fusible de rama en serie con el diodo cortocircuitado.
$(i^2t)_m$ = valor nominal de I^2t del fusible de cada rama.

Debido a la desigual distribución de la corriente, hay que utilizar un factor de corrección f_d. Así, con n diodos en paralelo, la máxima parte de corriente I_{sc} es

$$I_{sc} = I_{Lsc}/nf_d. \qquad (7\text{-}29)$$

Sustituyendo la ecuación 7-29 en la condición 7-28 tenemos:

$$I_{Lsc}^2 t_{cl}/n^2 f_d^2 < (i^2t)_m.$$

Para que el fusible de la rama averiada se funda, el valor I^2t de esta rama debe ser igual al valor $(i^2t)_{cl}$ nominal del fusible:

$$I_{Lsc}^2 t_{cl} = (i^2t)_{cl},$$

y

$$(i^2t)_{cl}/(i^2t)_m < n^2 f_d^2.$$

Introduciendo la constante del fusible de rama:

$$C_f = (i^2t)_{cl}/(i^2t)_m, \qquad (7\text{-}30)$$

Tabla 7-3. Valores de selectividad de rama

$n =$	2	3	4	5	6	7
$C_f <$	3,24	7,29	13,0	20,3	29,2	39,7

encontramos la condición de selectividad:

$$C_f < n^2 f_d^2. \quad (7\text{-}31)$$

Sustituyendo f_d por 0,9 obtendremos los valores de la tabla 7-3.

Con un fusible bien diseñado y de características de tensión adecuadas, la constante del fusible de rama, C_f, será aproximadamente igual a 3; pero son muy corrientes valores superiores a 10, requiriéndose por lo menos 3 ó 4 diodos en paralelo en cada circuito, según el valor real de C_f. Si se emplean menos ramas, al producirse el cortocircuito de un diodo polarizado en inverso, se fundirán los fusibles en serie con los diodos polarizados en sentido directo, con lo cual fallará toda la instalación.

7.6.4.2. *Selectividad por fusible de línea en función de la selectividad por fusible de rama*

El fusible de línea está previsto para proteger los diodos frente a cortocircuitos externos. Cuando se ha adoptado un exceso de diodos en el sistema, los fusibles de rama sirven para desconectar sólo el diodo averiado y asegurar la continuidad de funcionamiento. Deben distinguirse dos casos:

— cortocircuito externo, en el que sólo debe fundirse el fusible de línea;
— diodo cortocircuitado, en el que sólo debe fundirse el fusible de rama en serie con el diodo averiado.

Con un *cortocircuito externo*, el fusible de rama que soporta la mayor parte, I_{sc}, de la corriente de cortocircuito, I_{Lsc}, no debe empezar a fundirse antes de que el fusible de línea interrumpa el circuito (figura 7-22); ello nos lleva, otra vez, a la condición 7-28. Sustituyendo las ecuaciones 7-29 y 7-30 en la condición 7-28 tenemos para el fusible de rama:

$$I_{Lsc}^2 t_{cl}/n^2 f_d^2 < (i^2 t)_{cl}/C_f.$$

Cuando el fusible de línea interrumpe el circuito tenemos:

$$I_{Lsc}^2 t_{cl} = (I^2 t)_{cl},$$

siendo $(I^2 t)_{cl}$ la característica de corte del fusible de línea. Introduciendo las características del fusible de línea en el de rama,

$$A = (I^2 t)_{cl}/(i^2 t)_{cl}, \quad (7\text{-}32)$$

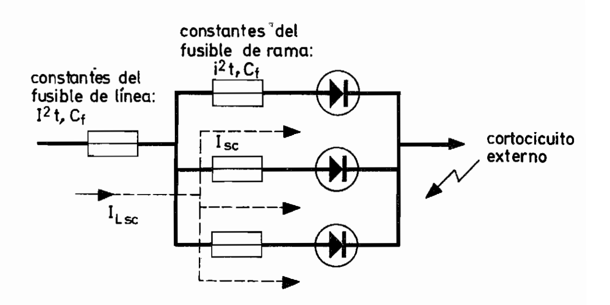


Fig. 7-22. Un cortocircuito externo funde sólo el fusible de línea

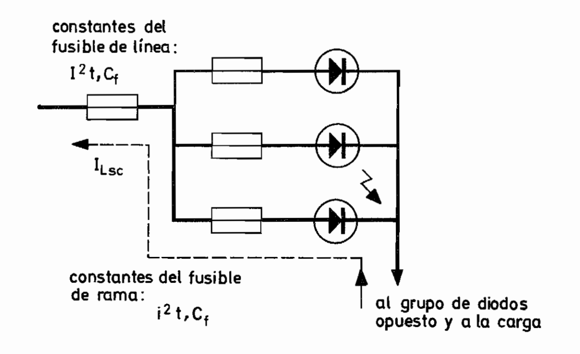


Fig. 7-23. Un diodo cortocircuitado funde sólo el fusible de su rama

obtenemos la condición de selectividad para cortocircuitos externos:

$$A < n^2 f_d^2 / C_f. \quad (7\text{-}33)$$

Esta fórmula establece teóricamente que si la corriente nominal del fusible de línea ha sido elegida demasiado alta, todos los fusibles de rama se fundirán antes que el de línea en caso de producirse cortocircuito externo.

Si se produce *cortocircuito en un diodo*, el fusible de línea no debe empezar a fundirse hasta que el fusible de rama en serie con este diodo interrumpa el circuito (fig. 7-23), y esto implica la condición:

$$I_{Lsc}^2 t_{cl} < (I^2 t)_m,$$

en la que $(I^2 t)_m$ es el valor $I^2 t$ de fusión del fusible de línea. Cuando el fusible de rama interrumpe el circuito, tenemos:

$$I_{Lsc}^2 t_{cl} = (i^2 t)_{cl},$$

de donde:

$$(I^2 t)_m > (i^2 t)_{cl}. \quad (7\text{-}34)$$

Introduciendo la constante del fusible de línea

$$C_F = (I^2t)_{cl}/(I^2t)_m, \qquad (7\text{-}35)$$

y utilizando la ecuación 7-32 y la condición 7-34, puede calcularse la condición siguiente, que caracteriza la selectividad en caso de cortocircuito de un diodo:

$$A > C_F. \qquad (7\text{-}36)$$

Esta condición establece teóricamente que, si se ha elegido la característica del fusible de línea demasiado baja, éste interrumpirá el circuito antes que el fusible de rama, con lo cual se cortará toda la instalación si falla un diodo.

Las condiciones 7-33 y 7-36 han sido calculadas en la tabla 7-4 para $f_d = 0{,}9$ y dos valores de las constantes de los fusibles, C_F y C_f.

nibles. Cuando no pueda obtenerse la selectividad requerida en el proyecto de un circuito dado, debe aumentarse el número de diodos en paralelo sin modificar las características de los fusibles de rama y de línea. Las tablas 7-3 y 7-4 pueden ayudar en el proyecto de circuitos prácticos.

7.6.5. Condiciones para los fusibles

Para asegurar una buena coordinación entre diodos y fusibles, el fusible previsto para proteger los diodos debe satisfacer diversas condiciones.

El fusible debe tener una *corriente nominal* igual al valor eficaz de la corriente especificada que pasa por el circuito que el fusible ha de proteger; donde sea necesario se elegirá el valor inmediatamente superior. En circuitos hexafásicos, será necesario

Tabla 7-4. Valores de selectividad del fusible de línea en función del de rama para $f_d = 0{,}9$

n	$C_F = C_f$	Relación A		Valores de A tolerables
		cortocircuito externo	Diodo cortocircuitado	
4	4	$< 3{,}24$	> 4	—
5	4	$< 5{,}06$	> 4	4 a 5,06
6	4	$< 7{,}29$	> 4	4 a 7,29
11	10	$< 9{,}80$	> 10	—
12	10	$< 11{,}7$	> 10	10 a 11,7
13	10	$< 13{,}7$	> 10	10 a 13,7

Comparando las tablas 7-3 y 7-4 podemos concluir que con tres diodos en paralelo, un fusible con $C_f = 4$ es adecuado para asegurar la selectividad de rama. No obstante, la selectividad por fusible de línea en función de la correspondiente al fusible de rama, requiere por lo menos cinco diodos en paralelo con este tipo de fusible. Así, la selectividad por fusible de línea es más restrictiva en el proyecto de un sistema que la selectividad por fusible de rama. Para conseguir la selectividad con fusibles de constante igual a 10, se necesitarán al menos 12 ramas en paralelo. El proyecto definitivo del circuito dependerá de las características de los fusibles dispo-

aumentar algo este valor para evitar la actuación del fusible debido al elevado factor de cresta de la corriente. Un factor elevado puede causar considerables fluctuaciones de temperatura en el fusible y conducir a una alteración permanente de sus propiedades. En efecto, puede empezar una fusión de larga duración aunque no se sobrepase su corriente nominal.

El fusible debe tener una *característica de tensión* igual, por lo menos, a la tensión aplicada al circuito que el fusible ha de proteger. Fusibles cuya característica de tensión apenas supera la tensión de alimentación del circuito, interrumpirán el circuito lentamente. En consecuencia, la excesiva cantidad de

energía que pasará por el circuito podrá averiar los diodos. Por esto debe darse preferencia a los fusibles de alta tensión; en caso de avería, el rápido apagado de su arco produce una menor disipación de energía en el circuito al que protegen.

Durante la inversión de la corriente, las *tensiones de arco del fusible* producen transitorios en los bornes de los diodos. Estos transitorios no deben exceder las especificaciones sobre la tensión inversa de cresta no repetitiva de los diodos usuales ni la mínima tensión de ruptura de los diodos de avalancha controlada.

Cuando un fusible de rama interrumpe una corriente anormal, produce una sobretensión transitoria en los diodos en buen estado de las otras ramas. Esto puede exigir la utilización de diodos con tensión nominal mayor que la requerida por la aplicación, especialmente cuando se emplean fusibles de alta tensión. Cuando en cada rama se conectan n diodos en serie y se incorpora una adecuada red distribuidora de tensión, la característica de tensión no repetitiva de cada diodo debe ser por lo menos n veces menor que la tensión de arco del fusible. Si se utilizan fusibles de línea individuales para proteger sistemas rectificadores alimentados por un transformador de entrada común, la situación será parecida y se aplicará la misma condición. Si se emplean fusibles de línea para proteger un sistema rectificador, sin que haya otras instalaciones conectadas al mismo transformador de entrada, la tensión de arco del fusible apenas será percibida como un transitorio en los bornes de los diodos. Por esto, al contrario de lo que ocurre con los fusibles de rama, los de línea pueden ser empleados en tensiones más elevadas sin el correspondiente aumento de la tensión nominal no repetitiva de los diodos.

La *respuesta del fusible* ha de ser rápida, con un tiempo de corte inferior a medio ciclo de la alimentación. Debe tenerse en cuenta que en el caso de fusión de duración inferior al ciclo, el tiempo real de fusión puede ser mucho mayor que el tiempo virtual.

En ningún caso el *valor nominal* $(I^2t)_{cl}$ del fusible debe ser mayor que el I^2t total de los diodos (en paralelo) que el fusible debe proteger.

La *capacidad de corte de corriente* de los fusibles tiene que estar adecuada a la máxima corriente prevista.

Si la coordinación diodo-fusible es crítica, deben considerarse las tolerancias de fabricación: es decir, téngase en cuenta el máximo valor de $(I^2t)_{cl}$. Como el fusible de línea tiene una corriente nominal mayor que el de rama, esta condición se aplica especialmente al primero.

7.6.6. Coordinación diodo-fusible

Para una adecuada coordinación diodo-fusible, deben observarse los siguientes puntos.

Los valores de la tensión nominal del fusible, V_{nom}, pueden encontrarse en la tabla 7-5, en la cual V_o representa la tensión de salida del rectificador. Debe recordarse que el fusible ha de poder interrumpir la tensión entre fases, en caso de montajes en puente trifásico y de media onda, y dos veces la tensión por fase en un circuito de media onda hexafásico. La tabla 7-5 sirve tanto para sistemas rectificadores simples como para sistemas en que los que se utilizan rectificadores en paralelo.

En la mayoría de las instalaciones se emplea o un fusible de línea o un fusible en cada rama (por ejemplo, en sistemas rectificadores en puente), la cual puede constar de un solo diodo o de varios diodos en paralelo. En estos circuitos los valores de la co-

Tabla 7-5. Relación entre la tensión nominal del fusible V_{nom} y la tensión de salida del rectificador V_o

Tipo de rectificador	V_{nom}/V_o
Puente monofásico	1,11
Puente trifásico	0,74
Trifásico de media onda	1,48
Hexafásico de media onda	1,48

rriente eficaz del fusible, I_{nom}, se obtienen de la tabla 7-6, en la cual I_o es la corriente de salida del rectificador.

Si se conectan n diodos en paralelo, y cada uno está protegido por un fusible, el valor dado en la tabla 7-6 debe dividirse por n veces el factor de corrección f_d para encontrar la corriente eficaz nominal del fusible de rama.

La tabla 7-6 puede utilizarse para determinar los fusibles de línea y de rama en sistemas de un solo rectificador y el fusible de línea común para n_r sistemas idénticos trabajando en paralelo. La corriente total de salida debe entonces tomarse igual a $n_r f_d$ veces la corriente de salida I_o de cada sistema rectificador.

En sistemas con un solo rectificador, el valor eficaz de la posible corriente simétrica de cortocircuito en el secundario del transformador, que debe ser interrumpida por el fusible de línea o de rama, viene dado por la expresión $I_{Lsc} = aI_o/x$, en la que el valor de a se da en la tabla 7-7 y x indica la reactancia por unidad del transformador.

En sistemas rectificadores en paralelo, el transformador de entrada común está especificado para proporcionar una corriente continua de salida igual a $n_r f_d I_o$. El valor eficaz de la posible corriente simétrica de cortocircuito, I_{Lsc}, que debe ser interrumpida por el fusible de línea o de rama, es igual a $a n_r f_d I_o/x$, donde a viene dado en la tabla 7-7, y n_r indica el número de sistemas idénticos en paralelo.

Tabla 7-6. Relación entre la corriente nominal del fusible I_{nom} y la corriente de salida del rectificador I_o

Tipo de rectificador	I_{nom}/I_o			
	Fusible de línea		Fusible de rama	
	Carga resistiva	Carga inductiva	Carga resistiva	Carga inductiva
Puente monofásico	1,1	1,0	0,79	0,71
Puente trifásico	0,82	0,82	0,58	0,58
Trifásico de media onda	0,59	0,58	0,59	0,58
Hexafásico de media onda	0,41	0,41	0,41	0,41

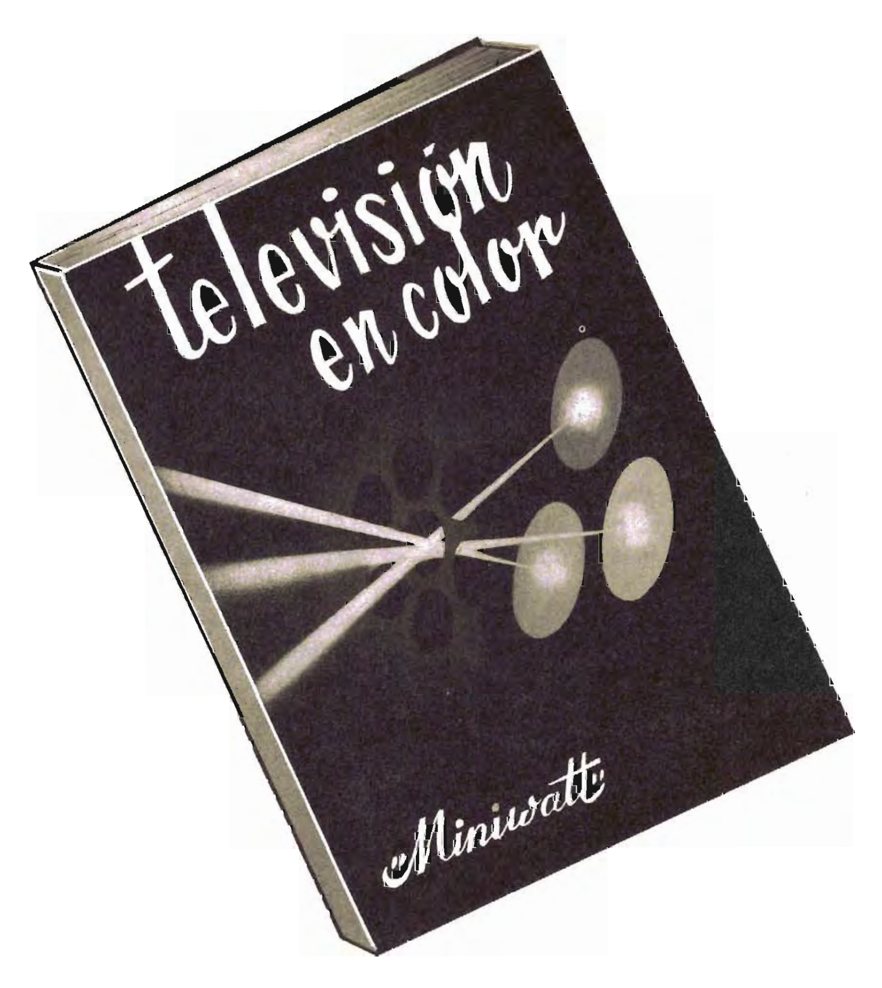
Tabla 7-7. Factor a para calcular el valor eficaz de la posible corriente simétrica de cortocircuito I_{Lsc}

Tipo de rectificador	a	
	Carga resistiva	Carga inductiva
Puente monofásico	1,1	1,0
Puente trifásico	0,82	0,82
Trifásico de media onda	0,59	0,58
Hexafásico de media onda	0,41	0,41

Debe recordarse que el empleo de un solo fusible de línea común es inadecuado para proteger individualmente los diodos. Este fusible necesariamente habrá de tener una corriente eficaz nominal elevada para soportar la corriente de toda la instalación. Por esto, deben emplearse fusibles adicionales que protejan individualmente a los diodos. Con todo, la ventaja de utilizar un fusible de línea común es que pocas veces necesitan ser cambiados en caso de sobrecarga o de cortocircuito externo.

Los diodos requieren fusibles de acción rápida. La información sobre la coordinación adecuada diodo-fusible puede publicarse en forma de tablas. Se observa en estas tablas que, incluso con los fusibles limitadores de acción rápida actuales, no puede obtenerse una protección total de los diodos semiconductores de potencia, si se utilizan a su máxima corriente directa tolerable, en circuitos rectificadores alimentados por transformadores que tengan una reactancia normal del 5 al 8 %. Donde no se desee aumentar la impedancia de la fuente añadiendo dispositivos de choque, o transformadores especiales, a causa de la deficiente regulación de la carga resultante, debe aplicarse una corrección de la corriente nominal para evitar la destrucción de los diodos en caso de fuertes cortocircuitos.

En algunas aplicaciones puede considerarse aceptable la interrupción del funcionamiento debida a cortocircuitos muy ocasionales. Entonces, se justifica el uso de los diodos a plena corriente nominal y la instalación de fusibles de rama adecuados a la corriente eficaz nominal del diodo, o bien la incorporación de fusibles de línea bien calculados. En una instalación bien proyectada difícilmente ocurrirán fuertes cortocircuitos. A menos que sea imperativa la mayor seguridad y continuidad de funcionamiento, resultará más económico sustituir unos pocos diodos y cambiar los fusibles en caso de un corte accidental, que incluir un exceso de diodos en la instalación.



Número extraordinario de la Revista Miniwatt dedicado a la televisión en color

Un volumen de 128 páginas, profusamente ilustradas con figuras a cuatro colores. Tamaño y presentación igual al de la Revista Miniwatt.

Es un moderno y completo estudio sobre la colorimetría, los sistemas de televisión en color y los circuitos del receptor de televisión en color, con detallada descripción de circuitos prácticos para los sistemas SECAM y PAL.

Precio del ejemplar: 125 pesetas

Precio especial a suscriptores de la Revista Miniwatt: 90 ptas.

INTERRUPTOR AUTOMATICO

Se describe un interruptor automático por medio del cual puede encenderse unas luces cuando la oscuridad alcanza un valor suficientemente elevado o apagarse cuando la iluminación es suficiente. Puede emplearse para controlar luces de automóviles y embarcaciones, indicadores de obstáculos, etc.

La fig. 1 representa el esquema de un interruptor automático que responde a variaciones de iluminación.

El circuito comprende un disparador Schmitt formado por los transistores *TR1* y *TR2*, y un transistor de conmutación *TR3*. En la posición de reposo, cuando la iluminación ambiente excede de un cierto valor, la resistencia del resistor *LDR* será baja. El transistor *TR1* conducirá y *TR2* estará bloqueado. Cuando aumente la oscuridad, la resistencia de *LDR* subirá hasta alcanzar el valor (preestablecido) para el que el transistor *TR1* se bloquea, haciendo que *TR2* conduzca. Como resultado, el transistor *TR3* se hace también conductor y la lámpara *LA* intercalada en su circuito de colector se encenderá.

El resistor *R7* es común a los emisores de los transistores *TR1* y *TR2*, y produce la realimentación positiva de la que depende el buen funcionamiento del circuito biestable. El circuito presenta una forma de histéresis en su conmutación que hace que la lámpara *LA* se apague a un nivel de iluminación ligeramente más alto que el que ha provocado su encendido. Esta falta relativa de sensibilidad a los cambios de oscuridad a iluminación evita que el circuito responda a pequeños cambios de la luminosidad ambiente, como la que se experimenta en la oscuridad cuando pasan automóviles con sus faros encendidos, por ejemplo. El punto de conmutación puede ajustarse por medio del resistor *R3*. El diodo de silicio *D1* eleva la tensión del emisor de *TR1* unos 0,7 V aproximadamente y permite que *R3* pueda ser relativamente elevado. Debido a ello, los cambios en *R1* tienen una mayor influencia en la tensión de la base de *TR1*.

Los resistores se han elegido de modo que en condiciones de reposo (iluminación suficiente, lámpara apagada), el consumo de corriente no exceda de 2 mA a 6 V, o de 4 mA a 12 V.

La fig. 2 muestra una posible forma de montaje del interruptor automático:

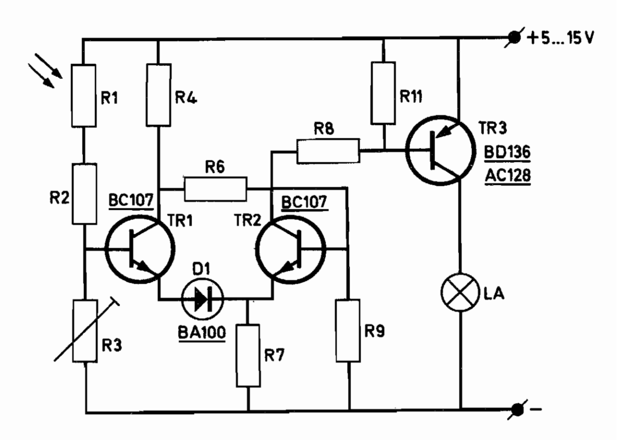


Fig. 1. Esquema del circuito de un interruptor automático que responde a variaciones del nivel de iluminación

— el resistor *LDR* se monta sobre un disco de material aislante opaco dispuesto encima de la lámpara *LA* (la luz de la lámpara no debe llegar a la célula)
— un segundo disco de material aislante recibe la otra parte del zócalo de la lámpara *LA*, así como los componentes electrónicos. Dos tornillos mantienen juntos los dos discos.

El aparato se protege con una cubierta de cristal o de cualquier otro material transparente (plástico, por ejemplo).

Una advertencia final: conviene asegurarse de que la cubierta cierre bien (si los hilos del resistor *LDR* se humedecieran el funcionamiento del interruptor automático podría fallar).

Lista de componentes

TR1, TR2	BC147
TR3	BD136 o AC128
D1	BA100
R1	LDR 2322 600 93001
R2	2,7 kΩ
R3	4,7 kΩ, potenciómetro de ajuste
R4	15 kΩ
R6	6,8 kΩ
R7	47 Ω
R8	220 Ω
R9	10 kΩ
R11	470 Ω
LA	lámpara de incandescencia 6 V, o 12 V, máx 350 mA.

Todos los resistores son de carbón y de 1/4 W, salvo indicación.

La fig. 3 muestra la variación de la resistencia del resistor LDR en función de la iluminación, con intensidades comprendidas entre 1 y 1000 lux.

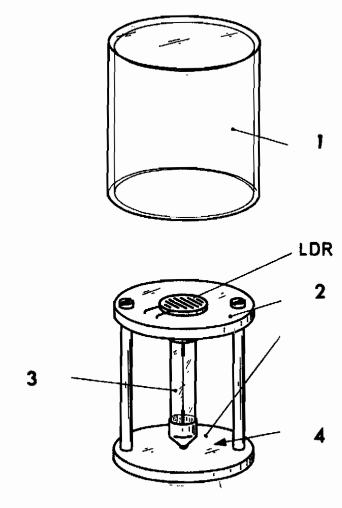


Fig. 2. Ejemplo de montaje del resistor LDR y de la lámpara LA (1. envoltura transparente; 2. material opaco aislante; 3. lámpara; 4. espacio para los componentes del circuito)

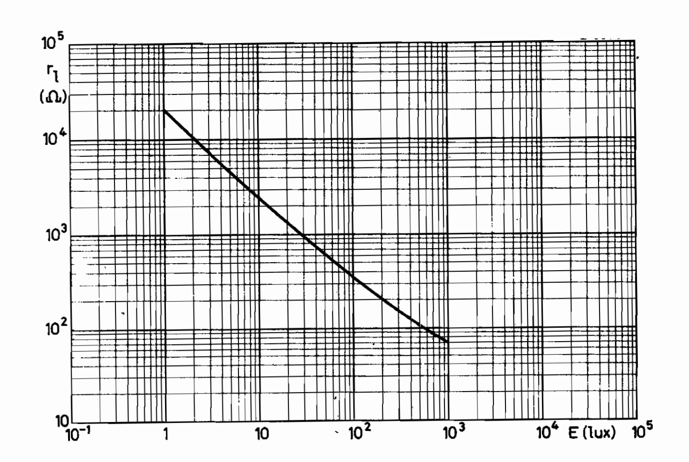


Fig. 3. Variación de la resistencia de un resistor LDR en función de la iluminación

CONTROL AUTOMATICO DE TEMPERATURA

En este artículo se describe un interesante montaje que sirve para mantener constante la temperatura de un líquido (por ejemplo, de un baño de revelado fotográfico). Su construcción es simple y el funcionamiento seguro.

Introducción

Desde el punto de vista funcional y eléctrico, el sistema consta de dos secciones: la primera mide la temperatura del líquido y la compara con una temperatura de referencia (o temperatura deseada), y la segunda funciona de modo que se aplique sólo la potencia suficiente para alcanzar y mantener la temperatura deseada.

La tensión de entrada de la sección de medida procede de un resistor *NTC*, sumergido en el líquido cuya temperatura debe ser controlada. Esta tensión es amplificada a fin de obtener una señal que pueda desviar un miliamperímetro. El instrumento está calibrado en grados centígrados y actúa como termómetro de precisión.

La señal de entrada se compara con una referencia, en este caso la tensión en un potenciómetro. Cuando la señal del resistor *NTC* es mayor que la del potenciómetro, la temperatura del líquido es demasiado baja (y viceversa). Si la diferencia es de más de 0,7 V, se excita un transistor y se enciende una lámpara de incandescencia de 6 V. Si la señal del termistor se encuentra entre 0,5 y 0,7 V por encima de la del potenciómetro, la lámpara brillará débilmente. Con una diferencia inferior a 0,5 V se apagará.

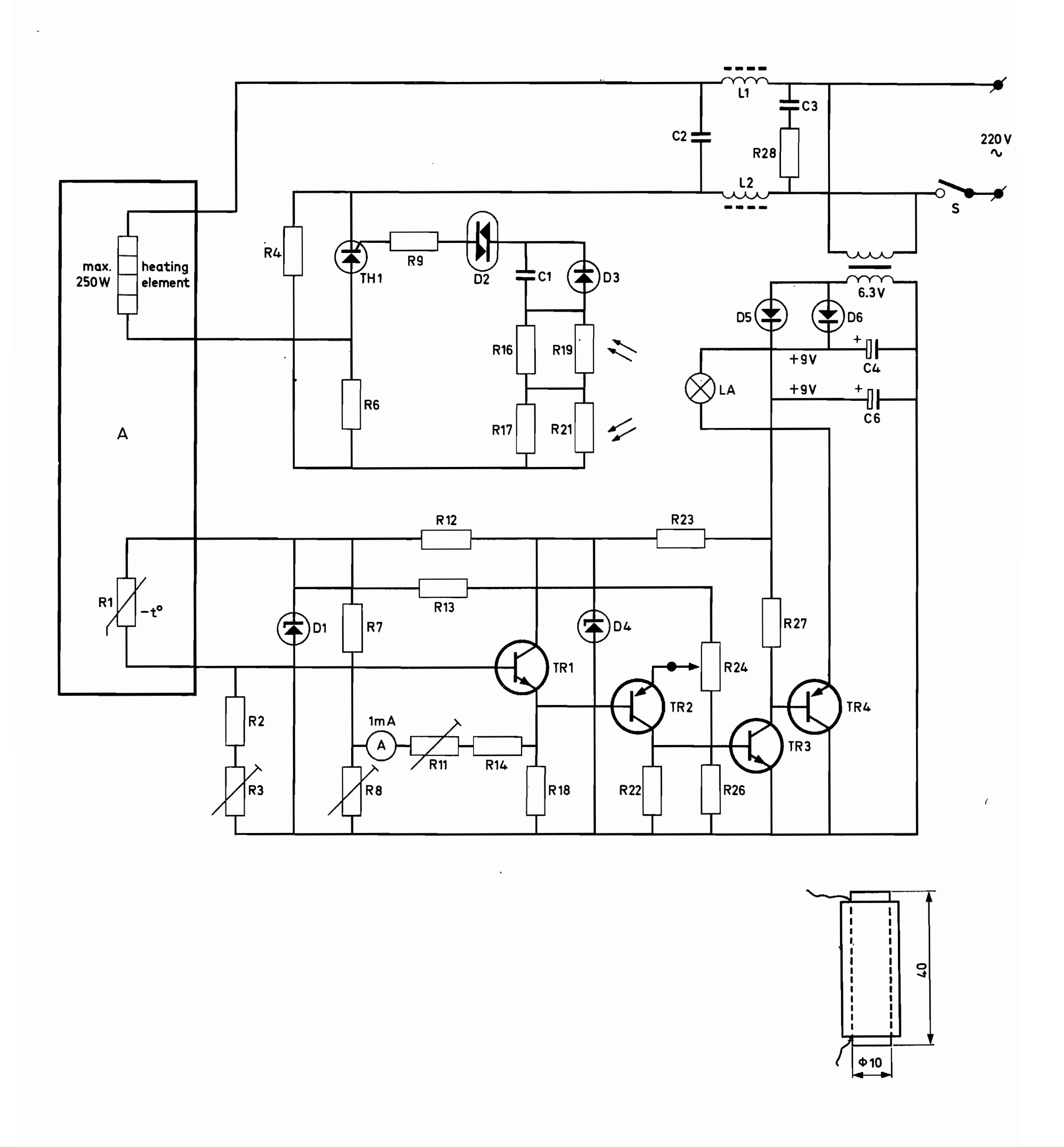
La luz producida por la lámpara ilumina dos resistores LDR que forman parte de la sección de potencia. La única conexión entre las dos secciones se realiza, por tanto, por medio de luz. De este modo, la sección de potencia, que se conecta directamente a la red, está aislada de la sección de medida. La intensidad de la luz incidente en los resistores LDR determina la potencia que el tiristor deja pasar a través del elemento calefactor: cuando la lámpara está completamente encendida, la potencia suministrada es máxima, pero disminuye al disminuir el brillo de la lámpara. Fácilmente se alcanza una situación estable en la que la temperatura permanece constante.

Descripción del circuito

La mitad inferior del esquema de la fig. 1 constituye la sección de medida. La tensión de alimentación se estabiliza primero a 6,8 V por medio del diodo Zener *D4* y luego a 5,1 V por el diodo Zener *D1*. Con ello la tensión en bornes del resistor *R1* es independiente de la tensión de alimentación y de las variaciones de la carga. El resistor *R3* permite modificar la tensión en *R1*, adaptando así la calibración de temperatura del miliamperímetro a las necesidades del usuario.

La tensión en bornes de *R1* se amplifica por el seguidor de emisor *TR1* y se lee en la escala del instrumento. El resistor *R8* ajusta la temperatura mínima que se desea leer y *R11* la temperatura máxima.

La tensión del emisor de *TR1* se compara con la tensión del cursor de *R24;* la diferencia de tensión se amplifica por medio de los transistores *TR2*, *TR3* y



TR4. En este circuito, la corriente de *TR4* puede variar considerablemente, de modo que la tensión que alimenta la lámpara *LA* de su circuito de colector debe tomarse de un rectificador distinto del que alimenta la sección de medida. Además, es necesario refrigerar por medio de un radiador de, al menos, 3 × 4 cm.

Los rectificadores, el transformador de 6,3 V/1A, el filtro supresor de interferencias formado por *C2, C3, L1, L2, R28* y el elemento calefactor forman la

sección de potencia propiamente dicha. El resto es el circuito de control de potencia que aplica la energía térmica. Consiste en el tiristor *TH1* y su circuito de disparo.

Los componentes del circuito de disparo son: los resistores *LDR R19* y *R21* con los resistores en paralelo *R16* y *R17*, el diac *D2*, los resistores *R4*, *R6* (que forman un divisor de tensión) y *R9*, y el condensador *C1*.

Con la lámpara completamente iluminada (por tanto, con mínima resistencia en los resistores *LDR*). *C1* se carga hasta la tensión de ruptura del diac *D2* al principio del semiciclo positivo de la tensión de alimentación. El diac se hace conductor de modo que la tensión de *C1* puede llegar a la puerta del tiristor y dispararlo. Se aplica así potencia al elemento calefactor durante casi todo el semiciclo positivo. Con la lámpara en la mitad de su brillo máximo, el diac y el tiristor conducirán aproximadamente durante la mitad del semiciclo positivo. Finalmente, si la lámpara está apagada, la resistencia de los resistores *LDR* es máxima, y en este caso *C1* no adquiere suficiente carga durante el semiciclo positivo. Esto significa que el tiristor permanece bloqueado y no se aplica potencia al elemento calefactor.

Naturalmente, la tensión entre los extremos de los resistores *LDR* debe mantenerse dentro de los límites establecidos. Por este motivo se emplean dos resistores *LDR* conectados en serie y el divisor de tensión *D4*, *R6*. El diodo *D3* evita que la puerta del tiristor se vea perturbada por impulsos de tensión negativos. El tiristor, además, debe montarse sobre un radiador de 3 × 4 cm como mínimo. El filtro supresor de interferencias minimiza la probabilidad de que los transitorios producidos por el tiristor causen perjuicios a otros usuarios de la misma línea de alimentación.

Montaje

Los resistores *LDR* y la lámpara *LA* deben estar recubiertos por una pantalla para evitar la influencia de la luz ambiente.

Los datos de los choques *L1* y *L2* se indican en la lista de componentes y figura.

El resistor *NTC* se montará dentro de un tubo de plástico o cristal, que se hará estanco por medio de un bloque de Araldita, por ejemplo, en cada extremo y a través del cual pueden pasar los hilos de conexión.

La escala del miliamperímetro se calibrará con un termómetro de calidad. El punto correspondiente a 0 °C se obtendrá con hielo fundente y el punto de 37 °C midiendo la temperatura del cuerpo humano.

Lista de componentes

R1	termistor NTC 2322 627 11472
R2	1,5 kΩ
R3	2,2 kΩ, potenciómetro de ajuste
R4	15 kΩ, 1 W
R6	27 kΩ, 1 W
R7	470 Ω
R8	220 Ω, potenciómetro de ajuste
R9	100 Ω
R11	1 kΩ, potenciómetro de ajuste
R12	68 Ω
R13	1 kΩ
R14	1,5 kΩ
R16	0,22 MΩ
R17	0,22 MΩ
R18	2,2 kΩ
R19	LDR 2322 600 95001
R21	LDR 2322 600 95001
R22	1 kΩ
R23	47 Ω
R24	1 kΩ, potenciómetro de carbón
R26	1 kΩ
R27	560 Ω
R28	10 Ω

Todos los resistores son de carbón y de 1/4 W, salvo indicación.

C1	0,33 μF, 250 V, policarbonato
C2, C3	0,22 μF, 630 V, policarbonato
C4, C6	1500 μF, 16 V, electrolíticos
TR1	BC 147
TR2	BC 157
TR3	BC 147
TR4	AC 188, BD 136
D1	BZY88/C5V1
D2	BR 100
D3	BA 100
D4	BZY88/C6V8
D5	BA 100
D6	BA 145
TH1	BT100A/500R
A	miliamperímetro, escala 1 mA
LA	lámpara 6 V; 0,2 A
L1	choque, aproximadamente 1,5 mH
L2	choque, aproximadamente 1,5 mH
	(*L1 y L2:* tres capas de 140 espiras de hilo esmaltado de 0,7 mm de diámetro, sobre varilla de ferroxcube de 40 mm de longitud y 10 mm de diámetro)



Número extraordinario de la Revista Miniwatt dedicado a transmisores con transistores

Un volumen de 80 páginas, con numerosas figuras y esquemas. Tamaño y presentación igual al de la Revista Miniwatt.

Es un moderno y completo estudio sobre el funcionamiento, características y montaje de transmisores en los que se emplean modernos transistores: transmisores móviles para 160 MHz, trasmisores de AM y FM para 80 y 170 MHz, transmisores de AM para 27 MHz, etc.

Precio del ejemplar: 40 Ptas.

Precio especial a suscriptores de la Revista Miniwatt: 30 Ptas.

SIRENA DE ALARMA

Sencillo circuito electrónico que produce un sonido parecido al de una sirena de alarma y que puede tener múltiples aplicaciones.

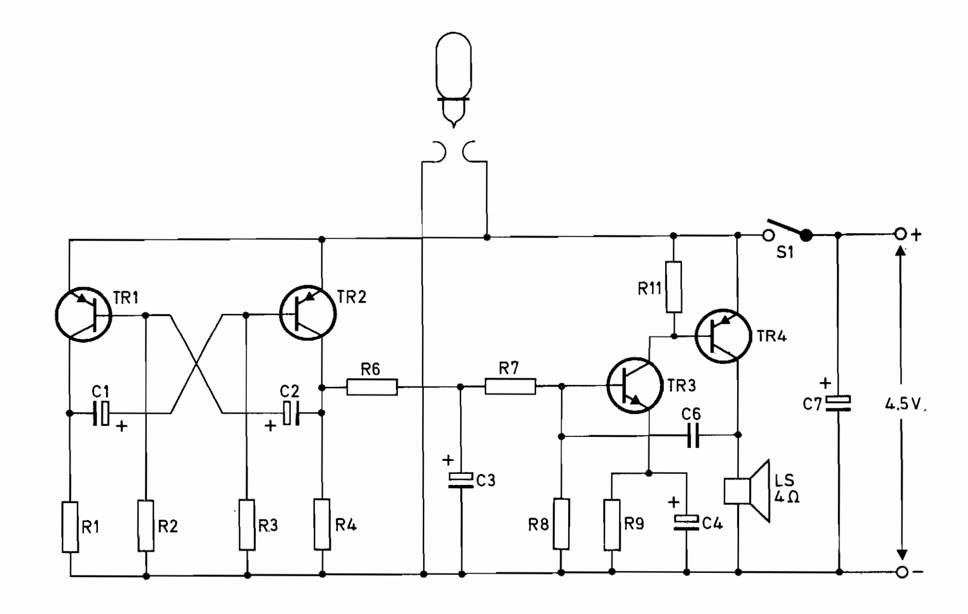
El circuito consta de un oscilador que produce oscilaciones de unos 1000 Hz y de un multivibrador que cambia la frecuencia de esta señal con cierto ritmo. El sonido resultante es parecido al de una sirena de coche de policía o de bomberos.

El oscilador consiste en un oscilador de bloqueo, cuya frecuencia de oscilación depende del valor del condensador *C6*. Empleando condensadores más pequeños se obtienen frecuencias más elevadas.

El multivibrador, a causa de la carga y descarga del condensador *C3* a intervalos de 1,5 segundos, hace variar la frecuencia de oscilación del oscilador entre 700 y 1300 Hz.

La construcción es simple y la colocación de los componentes en la caja de montaje no es crítica. Puede montarse dentro de una caja de pequeñas dimensiones. Como ejemplo interesante, puede construirse dentro de una linterna eléctrica de mano, colocando el altavoz en el lugar del reflector y bombilla, y los demás componentes en lugar de las pilas.

Las aplicaciones de este aparato son innùmerables, desde su empleo como simple juguete hasta su aplicación en sistemas de protección contra robos, apertura de puertas, señalizaciones, etc.



Lista de componentes

R1	2.7 kΩ
R2	22 kΩ
R3	10 kΩ
R4	2.7 kΩ
R6	2.7 kΩ
R7	10 kΩ
R8	39 kΩ
R9	47 kΩ
R11	100 kΩ

Todos los resistores son de carbón y de 1/4 W.

C1, C2, C3, C4	50 µF 6.4 V
C6	100 nF 250V
C7	125 µF 10V
TR1	AC 126
TR2	AC 126
TR3	AC 127
TR4	AC 128
LS	4 Ω

LIBROS

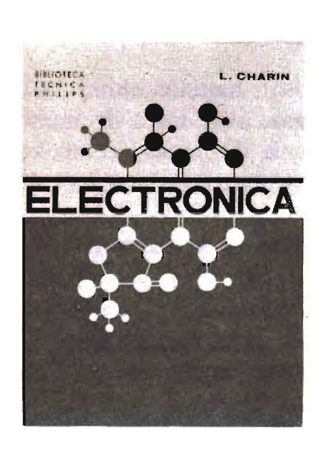


MEDIDAS Y PRUEBAS CON ONDAS CUADRADAS, por W. Schultz. Un volumen de 244 páginas (15 × 21 cm). Biblioteca Técnica Philips. Paraninfo. Madrid, 1969.

Debido al costo cada vez mayor de las horas de trabajo, los métodos de verificación actualmente preferidos son proyectados de forma que puedan suministrar toda la información posible con respecto a las propiedades características del componente comprobado, y en el menor tiempo posible, proporcionando los adecuados criterios para su evaluación.

Este libro está dedicado a la aplicación de las ondas cuadradas en los métodos de medida y comprobación electrónica. Teniendo en cuenta el tema, el autor ha tratado de aportar conjuntamente toda la información posible, en una forma que pueda ser fácilmente comprendida y asimilada. Se han empleado tablas y gráficos y se presentan ejemplos de temas y aplicaciones prácticas.

A través de este manual se ponen de manifiesto las grandes aplicaciones de los generadores de ondas cuadradas para la verificación rápida y exacta de toda clase de componentes, circuitos y equipos electrónicos: bobinas, choques, transformadores, altavoces, unidades de desviación, controles de tono, tocadiscos, sintonizadores, etc.



ELECTRONICA. TOMO II, TRANSISTORES EN B.F., por L. Charin. Un volumen de 206 páginas (15 × 21 cm). Biblioteca Técnica Philips. Paraninfo. Madrid, 1969.

Es un hecho que la Electrónica está presente en todas las ciencias. En estos últimos tiempos, después de haber utilizado válvulas de vacío y tubos con atmósfera gaseosa se ha pasado al empleo masivo de sólidos, especialmente gracias al extraordinario desarrollo alcanzado por los transistores.

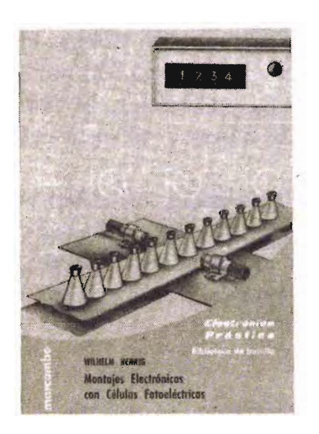
A partir de la experimentación, L. Charin nos presenta en este libro un completo estudio sobre la aplicación de los transistores en circuitos de baja frecuencia.

A fin de dar una mejor idea sobre el contenido del libro, copiamos a continuación los títulos de los trece capítulos de que consta:

1. Semiconductores. Conducción por electrones y por huecos. Diodos de unión.
2. Efecto transistor. Características estáticas y parámetros. Mando de un transistor.
3. Amplificadores de pequeña potencia en régimen sinusoidal estable (clase A).

4. Contrarreacción de intensidad por inserción de una resistencia entre emisor y masa en el montaje de EC; preamplificador de dos pasos.
5. El cuadripolo.
6. Transistor en régimen sinusoidal permanente, con pequeñas señales, considerado como un cuadripolo lineal.
7. Parámetros híbridos y su medida llamada «dinámica».
8. Caldeo acumulativo de los transistores.
9. Insuficiencias de la teoría clásica del calentamiento acumulativo. Medidas térmicas. Punto de polarización.
10. Ejemplo numérico de la predeterminación de los márgenes térmicos y de la deriva en clase A.
11. Montaje simétrico «push-pull» con válvulas de vacío.
12. Montaje simétrico con transistores en clase AB; carga por transformador con punto medio.
13. Proyecto de un paso «push-pull» transistorizado; ejemplo numérico.

Cada capítulo viene acompañado por una serie de interesantes ejercicios y trabajos prácticos, apoyándose en el lema del libro «Todo conocimiento que no se apoye en una medida es de muy escaso valor».



MONTAJES ELECTRONICOS CON CELULAS FOTOELECTRICAS, por Wilhelm Henning. Un volumen de 173 páginas (12 × 17 cm). Colección Electrónica Práctica, n.º 24-25. Marcombo, S. A. Barcelona, 1969.

Los componentes fotoeléctricos tienen muchas aplicaciones en electrónica. Además de ser empleados para regular distintos procesos en función del grado de iluminación, permiten un control a distancia por medio de rayos luminosos y un funcionamiento prácticamente sin inercia alguna.

Se describen en este manual una serie de montajes típicos de aparatos electrónicos con componentes fotoeléctricos para diferentes aplicaciones, como puede apreciarse en el resumen del índice que damos a continuación:

Aparatos controlados por la intensidad luminosa: luminómetros, indicación de diferencias de intensidad luminosa, avisadores de humo y de enturbamiento, dispositivos de vigilancia de llamas, controles de iluminación, conmutadores de luz crepuscular, conmutadores de luminancia.

Relés de luz: sin amplificadores, con amplificadores de válvulas electrónicas, con tiratrones, con válvulas de cátodo frío, con amplificadores a transistores, con circuitos de basculación, con amplificadores de c.a., disparadores para aparatos de luz de magnesio.

Aparatos controlados por rayos de luz: de alarma, generadores controlados por la luz, abridores de puertas, contadores fotoeléctricos, medidas de velocidad, medidas de frecuencia.

Montajes de control y de regulación: aparatos de control y de clasificación, controles en función de la dirección, aparatos reguladores de máquinas.

Montajes diversos: instalación de llamada, transformación de resistencia, dispositivo auxiliar de aparatos de cinta magnetofónica, aparatos de película sonora, controles en receptores de radiodifusión, etcétera.

1970

INDICE DEL VOLUMEN 9

Componentes-Materiales

	Pág.	n.º
Diodos rectificadores de silicio:		
1. Diodos semiconductores	3	1
2. Estructura y funcionamiento	53	2
3. Características y propiedades térmicas	63	2
4. Consideraciones para carga pulsante	107	3
5. Consideraciones sobre enfriamiento	123	4
6. Protección contra sobretensiones transitorias	183	5
7. Protección contra sobrecorrientes	203	6
Resonadores piezoeléctricos cerámicos	47	2
El triac: teoría y aplicaciones	83	3

Audiofrecuencia

Amplificador estereofónico (1 vatio)	31	1
Amplificador de baja frecuencia de 2 vatios	77	2
Sistemas de altavoces para alta fidelidad	137	4
Amplificadores para sordos con el circuito integrado TAA370	193	5

Taller - Laboratorio

Sencillo comprobador de transistores	43	2
Interruptor automático	229	6
Control automático de temperatura	231	6
Sirena de alarma	235	6

Varios

Introducción a la técnica operacional:		
1. Unidades operacionales	7	1
2. El amplificador	8	1
3. El amplificador con realimentación	163	5
Unidades magnéticas en el Sistema Internacional	33	1
Cebador electrónico	155	4

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A

REVISTA MINIWATT - Copresa

BALMES, 22 - ***BARCELONA - 7***